TV
l'antenna
Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III
Anno XXXII - Dicembre 1960
NUMERO
12
LIRE 350

Elettrocostruzioni CHINAGLIA

BELLUNO - Via Col di Lana, 36/A - Telef. 41.02
MILANO - Via Cosimo del Fante, 14/A - Tel. 833.371

NUOVA PRODUZIONE

PROVA TRANSISTORI
Mod. 650

CARATTERISTICHE: Controllo della corrente di dispersione I cb0 dei transistori normali e di potenza tipo PNP - NPN • **Misura** del guadagno di corrente β a lettura diretta su 2 scale 0÷100, 0÷300 • **Controllo** della resistenza inversa dei diodi a cristallo
DIMENSIONI mm. 125 x 195 x 75

PROVA PILE
Mod. AP - 4

Misure: L'analizzatore mod. AP-4 è idoneo alla misura di tutte le batterie di pile a secco sotto il rispettivo carico nominale. E' fornito di due scale di tensione da 1,5 a 15 volt e da 6 a 200 volt.
DIMENSIONI mm. 150x95x55

ANALIZZATORE ELETTRONICO
Mod. ANE - 106

ANALIZZATORE A TRANSISTORI
Mod. ANE - 104

OSCILLOSCOPIO UNIVERSALE
Mod. 320

RAPPRESENTANTI:

GENOVA
Cremonesi Carlo - Via Sottoripa, 7 - Tel. 296697

FIRENZE
Dott. Dall'Olio Enzo - Via Venezia, 10 - Telefono 588431

NAPOLI
« Termoelettrica » di Greco G. e Russo G. - Via S. Antonio Abate, 268/71 - Tel. 225244

CAGLIARI
Rag. Mereu Mourin Gino - Via XX Settembre, 78 - Tel. 5393

BARI
Bentivoglio Filippo - Via Calefati, 34 - Tel. 10470

PALERMO
« Lux Radio » di E. Barba - Via R. Pilo, 28 - Tel. 13385

ROMA
Ing. Guido Maresca - Via A. Riboty, 22 - Telefono 373134

richiedendo
l'abbonamento annuo
avrete in omaggio
la cartella raccoglitrice
dei dodici numeri
annuali

Un numero L. 350
abbonamento annuo
L. 3.500 + 70 (i.g.e.)

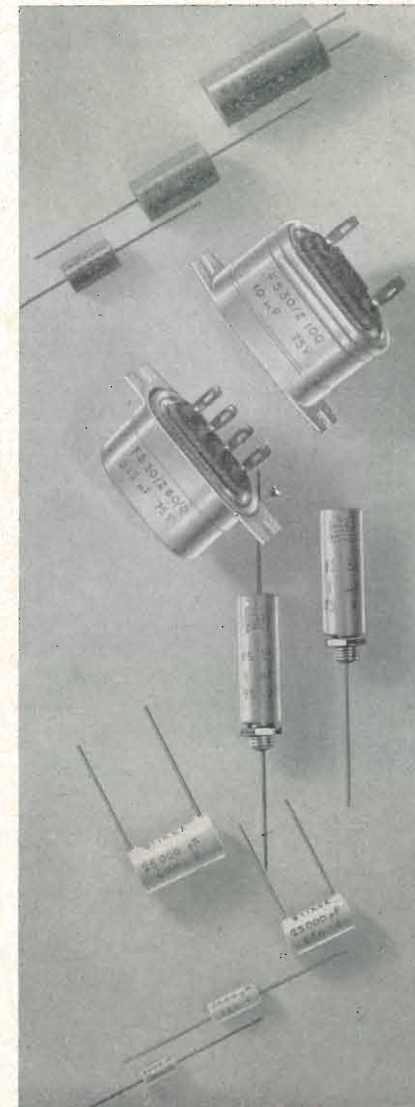
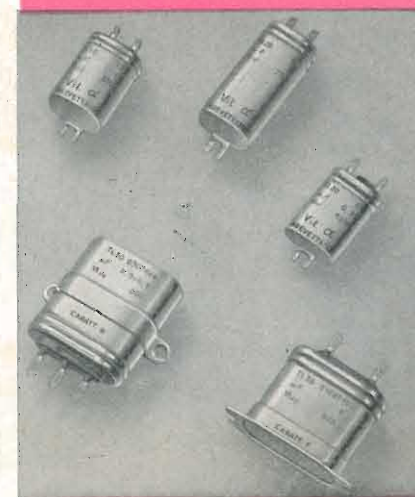
RINNOVARE O EFFETTUARE L'ABBONAMENTO CONVINCERE GLI AMICI AD ABBONARSI: ECCO IL MODO PIU' INTELLIGENTE DI FESTEGGIARE IL 33° ANNO DI VITA DE «L'ANTENNA»!

RIVISTA MENSILE PER QUANTI SI OCCUPANO DI Hi-Fi IN TUTTE LE SUE APPLICAZIONI

la cartella raccoglitrice
che verrà inviata
in omaggio ai
vecchi e nuovi abbonati
assicura
la perfetta tenuta
e la facile consultazione
della rivista

Un numero L. 250
abbonamento annuo
L. 2.500 + 50 (i.g.e.)

ABBONARSI AD «ALTA FEDELTA'» VUOL DIRE RICEVERE OGNI MESE L'UNICA RIVISTA DI BASSA FREQUENZA EDITA IN ITALIA

AGLI ABBONATI DI AMBEDUE LE RIVISTE VERRÀ CONCESSO UNO SCONTO DI L. 500 (L. 5.500 invece di L. 6.000)

SINTEX - Condensatori a film sintetico metallizzato e normale per circuiti a transistor. Esecuzione professionale - minime dimensioni
STIREX - Condensatori a film sintetico in custodia isolante. Grande stabilità, minime perdite particolarmente atti per circuiti telefonici, filtri per accoppiamento ecc. ecc.

Condensatori e carta
olio sintetico
vitaminizzato
per impiego
in telefonia normale
ed elettronica.

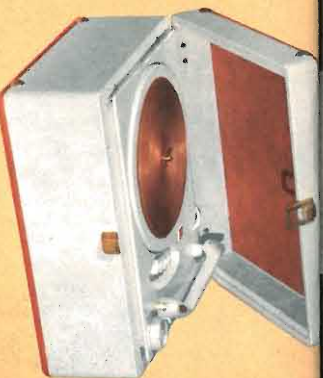
INDUSTRIA CONDENSATORI APPLICAZIONI ELETTROELETTRONICHE

MILANO - corso magenta, 65
telef. 872.870 - 898.871 - 866.926

Ricevitore RC 59 a 5 Valvole - OM-OC-Fono - Altoparlante mm. 100 - Potenza d'uscita 2,5 W. - Mobile in plastica (sette colori) - Dimensioni 27 x 14 x 15,5 - Peso: Kg. 2,300.

Lit. 9.800

Ricevitore ES 61 (modulaz. di frequenza) - 6 Valvole - OM-OC-FM-Fono - Comandi a tastiera, regolazione multipla dei toni - Altoparlante mm. 125 - Potenza d'uscita 3,5 W. - Mobile in legno, frontale in plastica - Dimensioni 41 x 19 x 22,5 - Peso: Kg. 3,800.

Lit. 19.000

Giradischi CZ 70 a 4 velocità - Testina ad alta sensibilità - Cambio tensione universale - Dimensioni: 32,5 x 27 x 15,5 - Peso: Kg. 3,400.

Lit. 11.000

Mod. CZ 70/S testina stereofonica.

Lit. 13.000

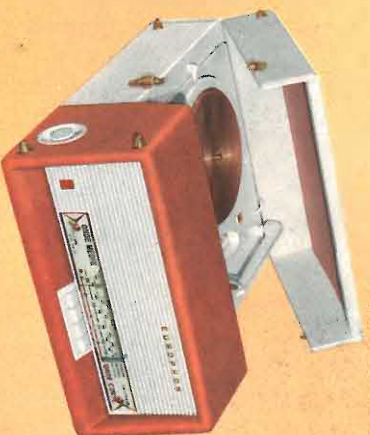
Transistor SB 61 (tascabile) - 7 Transistori + 2 Diodi - Circuiti stampati - Altoparlante mm. 70 - Potenza d'uscita 200 mW. - Batteria alimentazione 9 Volts. - Autonomia 120 h. - Mobile in plastica bicolore con custodia - Dimensioni 15x3x11,5 - Peso: Kg. 0,535.

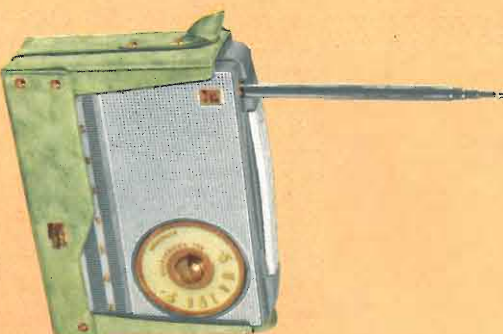
Lit. 18.500

Ricevitore ES 60 (modulaz. di frequenza) - 6 Valvole - OM-OC-FM-Fono - Comandi a tastiera - Altoparlante mm. 100 pot. d'usc. 2,5 W. - Mobile in plastica bicolore - Dimensioni 32,5 x 14,5 x 19 - Peso: Kg. 3,100.

Lit. 17.000

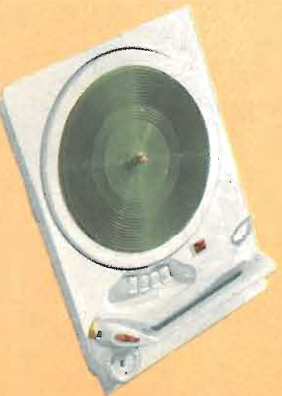
Ricevitore ES 200 (mod. di freq.) - 6 Valvole - OM-OC-FM-Fono - Giradischi a 4 velocità - Comandi a tastiera, regolazione multipla dei toni - Altoparlante elittico mm. 125 - pot. d'uscita 3,5 W. - Mobile in legno, frontale in plastica - Dimensioni 41 x 32,5 x 23 - Peso: Kg. 7,300.

Lit. 29.500

Radiofonografo portatile AR 59 - 5 Valvole - OM-OC - Giradischi a 4 Velocità - Comandi a tastiera - Cambio tensione universale - Mobile in legno e plastica - Dimensioni: 38 x 40 x 17,5 - Peso: Kg. 6,200.

Lit. 24.000

Transistor SB 60 (tipo esportazione) - 7 Transistori + 2 Diodi - circuiti stampati - Gamme OM e OC oppure OM e OL - Altoparlante mm. 100 - pot. d'usc. 350 mW. - Batterie n. 2 da 4,5 Volts. - Autonomia 500 h. - Mobile in plastica con custodia - Dimensioni: 22 x 6,5 x 15 - Peso: Kg. 1,250.

Lit. 22.000

Televisore 022''-110° - Cinescopio di alta luminosità e incisività - Predisposto UHF - Mobile in legno pregiato protetto con vernici al poliestere - Dimensioni: cm. 58 x 42,7 x 35 - Peso: Kg. 33,000. Completo di stabilizzatore.

Lit. 122.000

Complesso CF 59 a 4 Velocità - Testina ad alta sensibilità - Cambio tensione universale - Dimensioni: 30,5 x 22,5 x 12,5 - Peso: Kg. 2,000.

Lit. 8.200

Mod. CF 59/S testina stereofonica.

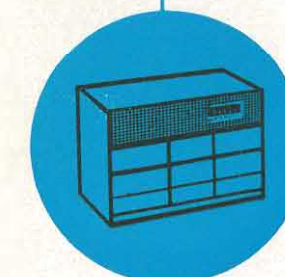
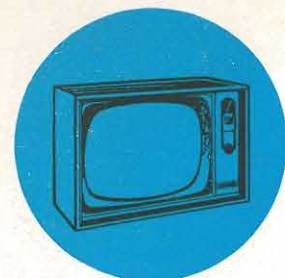
Lit. 9.800

Fonovaligia amplificata AM 61 - 3 Valvole - Giradischi a 4 Velocità - Regolazione toni a tastiera - Potenza d'usc. 2,5 W. - Cambio tensioni universale - Mobile in legno e plastica - Dimensioni: 33 x 38 x 14,5 - Peso: Kg. 5,050.

Lit. 17.000

Lucidatrice aspirante a 10 Spazzole - 3 Spazzole rotanti in Tampico - 3 Spazzole rotanti in Feltro - 3 Spazzole rotanti in setola - 1 Spazzola Aspirante - Tre colori (rosso-verde-bleu) - Peso: Kg. 10.

Lit. 27.000

ORGANIZZAZIONE

...il servizio assistenza più completo...

fiduciaria delle grandi case americane

PHILCO
DUMONT
NORGE
BENDIX
CROSLEY

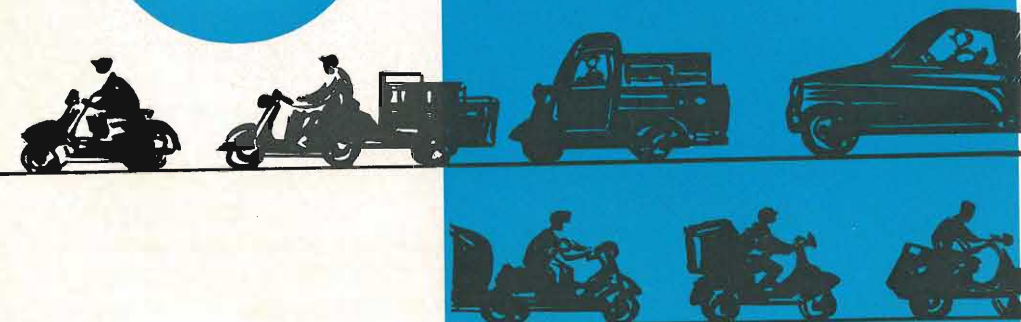
TELEVISORI
FRIGORIFERI
CONDIZIONATORI
LAVATRICI
CUCINE

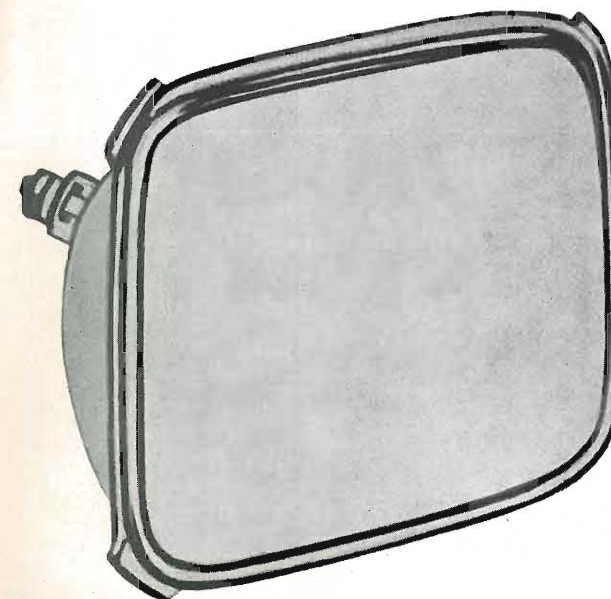
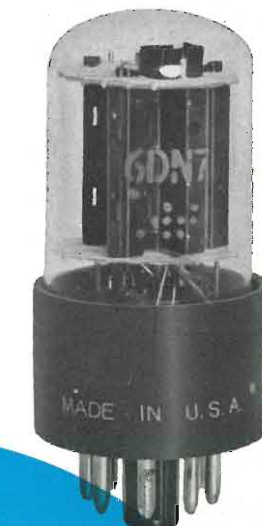
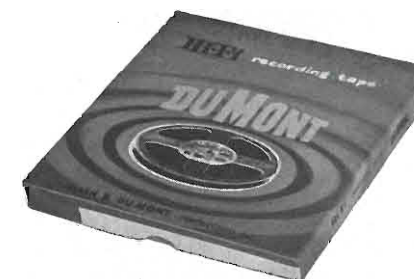
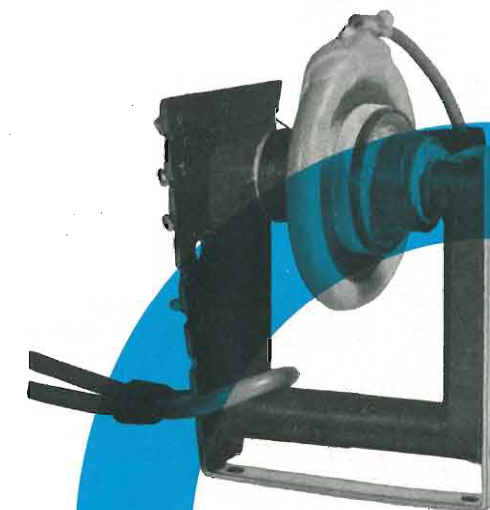
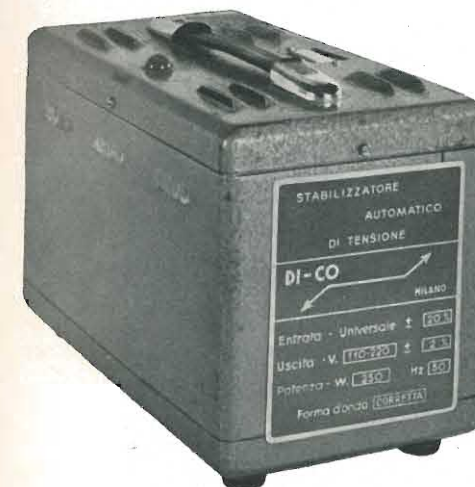
Sede: MILANO - Via Davanzati 15
TELEFONI: 370339 - 370347 - 370203 - 375656

Torino	Via Saluzzo, 69	Tel.	687.708 687.711
Torino	Via S. Francesco d'Assisi	»	520.150 527.338
Novara	Vicolo Pasquiolo, 2	»	26.726
Padova	Via Raffaele Sanzio, 1	»	42.898
Trieste	Via Torre Bianca, 13	»	31.505
Genova	Via XX Settembre, 20/156	»	587.432
Bologna	Via Pratello, 96	»	260.821
Firenze	Viale Redi, 67	»	489.097
Pescara	Via Milano	»	23.592
Roma	Via I. Giorgi, 39	»	846.795 861.565
Napoli	Via Campanella, 5	»	387.507
Bari	Via Calefati, 6	»	16.326
Palermo	Piazza Verdi, 29	»	16.607

STAZIONE DI SERVIZIO IN TUTTI I CENTRI SECONDARI

COMPLETO ASSORTIMENTO DI RICAMBI:

Tubi a raggi catodici, valvole termoioniche, nastri DuMont e parti per tutti i complessi: frigoriferi, lavatrici, condizionatori d'aria, televisori, radio registratori, giradischi, ecc. delle principali case USA.

ORGANIZZAZIONE

.....il più completo assortimento di ricambi.....

TUBI A RAGGI CATODICI - STABILIZZATORI
NASTRI MAGNETICI - TRASFORMATORI A.T.
VALVOLE TERMOIONICHE

PARTI PER TUTTI I COMPLESSI

La più grande distributrice di parti di ricambio per tutte le più importanti case
USA
La più forte organizzazione di assistenza

PHILCO - DUMONT - NORGE - BENDIX - CROSLEY

SEDE DI MILANO:
VIA DAVANZATI 15 - TEL. 370339 - 370347 - 370203 - 375656

TUTTO STEREO FEDELTA'

Prima in Italia con ALTA FEDELTÀ

Prima con STEREO FEDELTÀ

Gran Concerto STEREO

Radiofono stereofonico ad altissima fedeltà in unico mobile di accuratissima esecuzione, con. giradischi semiprofessionale con doppia testina Stereo e normale a riluttanza • gruppo elettronico **Prodel-Stereomatic:** doppio amplificatore 10+10 Watt e sintonizzatore a modulazione di frequenza • doppio gruppo di altoparlanti (6 in totale) a forte dispersione stereofonica montati in sospensione pneumatica • dimensioni cm. 125×36×80 • spazio per registratore a nastro, fornibile a richiesta • **Prezzo listino Lire 350.000.**

12 modelli Stereo, dal Portatile « Stereonette » ai più grandiosi modelli: Serenatella 2ª Serie • Melody 2ª Serie • Recital • Prelude Stereo • Festival • Festival De Luxe • Gran Concerto Stereo • Registratore normale (HM5) e Stereo (M5-S): Harting • Amplificatori: Jason e Harman Kardon • Altoparlanti: Tannoy • Testine Stereo: C.B.S. - Ronette - Pickering - Elac • Giradischi professionali: Garrard - Thorens • Amplificatore Stereo e Sintonizzatore FM - Modello Prodel Stereomatic - 13÷30.000 cps = 10+10 Watt.

PRODEL *S.p.A.* - PRODOTTI ELETTRONICI

MILANO via monfalcone 12 - tel. 283651 - 283770

la TELEFUNKEN adeguata al MERCATO COMUNE EUROPEO (MEC)

attrezzature modernissime

produzione aumentata

prezzi ridotti

qualità di alto livello

8/61

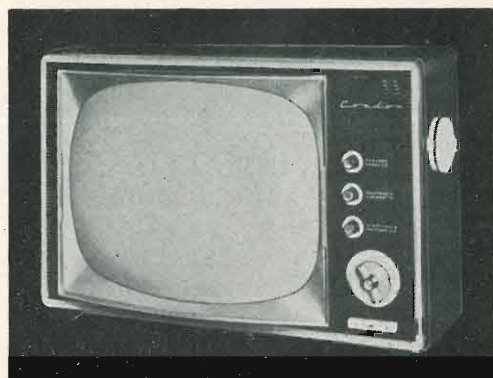
Frigoriferi da
L. 64.900

Televisori da
L. 139.000

Radio da
L. 19.900

Condor

dienne

televisori

modelli da 17" - 21" - 23"

autoradio

un modello per ogni vettura italiana

radioricevitori

portatile a transistor
modello 2280 OC/OM

complesso
alta fedeltà

stereo

Dott. Ing. G. GALLO
S. p. A. ELETTROMECCANICA
MILANO • VIA U. BASSI, 23a
TELEFONO 600.628 - 694.267

HEWLETT - PACKARD

PALO ALTO (U. S. A.)

NUOVO ANALIZZATORE D'ONDA MOD. 302A

COMPLETAMENTE TRANSISTORIZZATO

Campo di frequenza esteso:
20 Hz. - 50 kHz
Alimentazione a batteria o dalla linea:
Sensibilità: ***3 μ V***
Campo di misura: ***70 db***
Rumore proprio almeno a —75 dB
Selettività: 3,5 Hz a —3 dB
Letture dirette, precise
Robusto, compatto, versatile

La tecnica dei transistori comincia a dare i suoi frutti. Moltissimi problemi vengono riesaminati con i nuovi mezzi a disposizione e sono prese in esame soluzioni che una volta erano state decisamente scartate anche se con punti di notevole interesse. Così è per questo nuovo strumento: in questo caso la bassa dissipazione del complesso ha permesso una notevole concentrazione di servizi e delle prestazioni di grande interesse.

Vantaggi unici • nessuna taratura o stabilizzazione

SONO RICHIESTE • BASSO CONSUMO, NESSUN TEMPO DI RISCALDAMENTO • CONTROLLO AUTOMATICO DI FREQUENZA AFC (± 100 Hz) PER UNA FACILE E PRECISA SINTONIZZAZIONE • USCITA PER LA FREQUENZA SOTTO CONTROLLO PERMETTE MISURE ACCURATE DI FREQUENZA DELLE ARMONICHE IN MISURA • USCITA DELLO STRUMENTO, COME OSCILLATORE SINTONIZZATO MEDIANTE UN SOLO CONTROLLO SULLA STESSA FREQUENZA DEL VOLTMETRO SELETTIVO PERMETTE MISURE DI SELETTIVITA' DI QUADRIPOLI CON UN SOLO STRUMENTO

CARATTERISTICHE IN BREVE:

Campo di frequenza analizzato: 20÷50.000 Hz.

Scala di frequenza: a graduazione lineare ogni 10 Hz.

Precisione di scala: (1% + 5 Hz).

Campo di lettura di tensione da 300 V a 3 μV con scala da:

300 V	300 mV	300 μV
100 V	100 mV	100 μV
30 V	30 mV	30 μV
10 V	10 mV	
3 V	3 mV	
1 V	1 mV	

di lettura fondo scala.

Tempo di attesa per la messa in funzione: praticamente inesistente.

Precisione di lettura di tensione: ± 5% del valore fondo scala.

Prodotti residui di modulazione e tensione dovuta al rumore di fondo (hum): oltre 75 dB sotto il livello utile.

Attenuazione introdotta per i segnali in ingresso di frequenza pari a quello di media frequenza: 75 dB.

Selettività:

per uno scostamento di ± 3,5 Hz rispetto al centro banda 3 dB; per uno scostamento di ± 25 Hz rispetto al centro banda 50 dB; per uno scostamento di ± 70 Hz rispetto al centro banda 80 dB; per uno scostamento di oltre ± 70 Hz rispetto al centro max 80 dB.

Impedenza di ingresso: determinata dalla posizione dell'attenuatore di ingresso 100 kΩ sulle 4 portate di maggiore sensibilità, 1 MΩ sulle altre.

Uscita per la frequenza sotto controllo: 1 volt a circuito aperto in corrispondenza della massima deviazione dello strumento in fondo scala. E' previsto un controllo di livello. Risposta di frequenza: ± 1 dB da 20 a 50.000 Hz. Impedenza d'uscita all'incirca 600 Ω.

Uscita dello strumento impiegato come oscillatore a battimenti 1 V a circuito d'uscita aperto. E' previsto un controllo del livello di uscita.

Controllo automatico di frequenza-campo di azione del controllo: al minimo ± 100 Hz.

AGENTE ESCLUSIVO PER L'ITALIA: **Dott. Ing. MARIO VIANELLO**
VIA L. ANELLI 13 - **MILANO** - TELEFONI 553.081 - 553.811

Caratteristiche:

Sensibilità - 20.000 ohm per volt in c.c. - 1.000 ohm per volt in c.a. • Relais di sovraccarico • Invertitore di polarità.

Campi di misura:

Tensione c.c. e c.a. 0 - 2500 volt • Corrente c.c. minima: 50 μA • Corrente c.c. massima: 10 A. • Corrente c.a.: 10 A. • Resistenza: 20 Mohm - batteria int.; 200 Mohm - sorgente esterna.

AVOMETER mod. 8

uesto strumento a più campi di misura è stato rogettato principalmente per impiego nella ...ica elettronica, della radio e della televisione.

Rappresentante per l'Italia

EXHIBO ITALIANA S. R. L.

MILANO - Via G. Fara 39 - Tel. 667832 - 667068

produzione 1960-61

RADIOMARELLI

per la gioia della vostra casa

i prezzi dei televisori **pronti per il 2° programma** vanno aumentati di L. 12.000 cad.

TELEVISORI
17"-19"-21"-23" con "ULTRAVISION"
da L. 128.000 in più

RADIO
transistori ed a valvole MA-MF
da L. 13.800 in più

ELETTRODOMESTICI
lavatrici - lucidatrici - frigoriferi

30 anni di successi

tutti i prezzi dei modelli radio-TV comprendono le tasse radio

NOVITA' 1961

RV 521 - televisore 23" - 110° Bonded - Schermo Ultravision a linea squadrata per una visione più completa.
Lo schermo di protezione "Ultravision" Bonded saldato al cinescopio, assicura l'impenetrabilità della polvere ed una visione più nitida senza stancare la vista.

STRETTISSIMO!

predisposto per il 2° progr. **L. 200.000**

UFF. PUBBL. RADIOMARELLI 83

RADIOMARELLI

gratis richiedete catalogo ai suoi 4.000 rivenditori o alla Radiomarelli - Corso Venezia, 51 - Milano

ANNO XXXII 12

l'antenna

DICEMBRE 1960 RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Proprietà	**EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.**
Gerente	**Alfonso Giovene**
Direttore responsabile	**dott. ing. Leonardo Bramanti**
Comitato di Redazione	**prof. dott. Edoardo Amaldi - dott. ing. Vittorio Banfi - sig. Raoul Biancheri - dott. ing. Cesare Borsarelli - dott. ing. Antonio Cannas - dott. Fausto de Gaetano - dott. ing. Leandro Dobner - dott. ing. Giuseppe Gaiani - dott. ing. Gaetano Mannino Patanè - dott. ing. G. Monti Guarnieri - dott. ing. Antonio Nicolich - dott. ing. Sandro Novellone - dott. ing. Donato Pellegrino - dott. ing. Celio Pontello - dott. ing. Giovanni Rochat - dott. ing. Almerigo Saitz - dott. ing. Franco Simonini.**
Consulente tecnico	**dott. ing. Alessandro Banfi**

SOMMARIO

Direzione, Redazione, Amministrazione Uffici Pubblicitari — **VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30**
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica **« l'antenna »** si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**: l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 5.000**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

dott. ing. Alessandro Banfi

Il fisco e la radio-televisione

A varie riprese, ed anche in questa stessa rubrica, è stata toccata la questione della diffusione della TV in vari Paesi citando dati numerici significativi. Contro gli undici milioni di teleabbonati inglesi ed i quattro milioni di teleabbonati tedeschi, vi sono i nostri due milioni appena raggiunti.
Ma ciò che vogliamo porre in rilievo è che questi due milioni di teleabbonati italiani rappresentano un autentico piccolo "miracolo", da inserirsi nel più vasto "miracolo italiano", forse troppo citato a fini demagogici, ma comunque reale e positivo.
Dico "miracolo" perchè il raggiungere i due milioni di abbonati nelle attuali condizioni di pesantissimi gravami fiscali potrebbe sembrare un'utopia. Ciò induce anzi, fondatamente a ritenere che con tributi meno gravosi il numero di teleabbonati aumenterebbe sensibilmente.
E' ormai noto l'annuncio recentemente fatto dal Ministro delle Telecomunicazioni di una riduzione del canone TV a lire dodicimila annue a partire dal 1° gennaio 1961. E tale riduzione potrebbe anche apparire cospicua se raffrontata alle proibitive 16.000 lire dei primi anni del servizio TV. Ma quando si pensi che ciò nonostante la TV italiana è ancora la più costosa del mondo (in Inghilterra il canone TV più radio è di L. 7.500, con due programmi attuali ed un terzo annunciato per il 1962) e soprattutto ai numerosi ed onerosi ulteriori carichi fiscali che affliggono il settore Radio-TV (che si riversano poi indirettamente sul telespettatore come sovraprezzo del televisore), non sarà difficile rendersi conto delle gravi difficoltà che si frappongono ad una più vasta diffusione degli apparecchi radio-televisivi, corollario praticamente indispensabile alla moderna vita sociale.
Non sarà inutile esaminare con maggiore dettaglio l'entità e le modalità di reperimento, degli accennati tributi fiscali.
Tali tributi istituiti nel lontano 1925 per integrare il finanziamento dell'allora nascente pubblico servizio dato in concessione alla URI poi EIAR, dovevano intendersi temporanei, e ne era anzi prevista la soppressione allorquando il "concessionario" avesse raggiunto l'autosufficienza nel limite di un milione di utenti.
Ma raggiunto però tale limite, lo Stato non soppresse il tributo ma ne avocò a sè l'intero ammontare: il tributo si trasformò pertanto da temporaneo a permanente.
Ma poichè tale tributo, che ammonta al 3,5% circa del prezzo dell'apparecchio, non è univoco bensì costituito dal complesso di diversi gravami di varia entità su alcuni organi componenti (valvole, transistori, altoparlanti) oltre ad una aliquota del 2% "ad valorem" sul prezzo dell'apparecchio stesso, si addivenne recentemente alla proposta di un Disegno di Legge tendente ad unificare tale tributo (noto fra i commercianti radio-TV sotto il nome di "tasse radiofoniche") elevandolo però nella misura del 5% sull'importo della fattura: ciò naturalmente in aggiunta all'Imposta Generale sull'Entrata (I.G.E.). Si consideri ora che se l'incidenza dei tributi diretti ed indiretti gravanti sul prezzo di acquisto di un apparecchio è attualmente del 9,49%, aumenterà all'11,14% se l'anzidetto Disegno di Legge verrà approvato in sede parlamentare. Ma non basta! Vi è anche da aggiungere l'assurda Imposta di consumo, che varia da Comune a Comune con una media del 15,50% sul prezzo dell'apparecchio; ciò eleva l'incidenza attuale del tributo fiscale complessivo alla cifra assurda del 25% circa. E si pensa di aumentarla ancora col citato Disegno di Legge!

(il testo segue a pag 511)

dott. ing. Giuseppe Baldan

Milliamperometro a tenaglia per misure di corrente tra 25 Hz e 20 MHz*

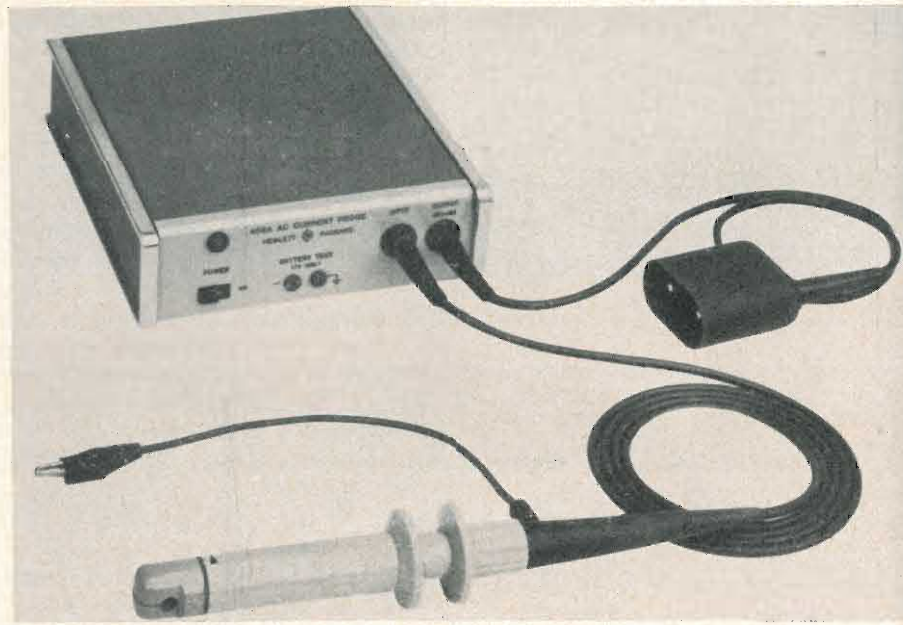



Fig. 1 -Veduta complessiva del probe e del suo amplificatore; si noti anche il conduttore per la messa a terra.

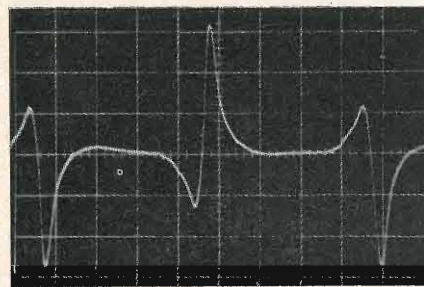



Fig. 2 - Oscillogramma ottenuto con il nuovo probe nella misura della corrente di rumore di un conduttore di massa in un caso simile a quello della fig. 4. La sensibilità verticale è uguale a 20 mA/cm. Queste forti correnti possono trasmettere dei disturbi rilevanti alle entrate degli strumenti.

DUE ANNI FA la HEWLETT-PACKARD introduceva un milliamperometro per corrente continua che impiegava un nuovo tipo di probe da accoppiare direttamente al conduttore attraverso il quale passava la corrente da misurare.

Per la misura bastava semplicemente afferrare con il probe a pinza il conduttore, si eliminava quindi la necessità di interrompere il circuito e si semplificava enormemente la misura delle correnti che in qualche caso poteva presentare delle gravi difficoltà pratiche. Più tardi a questo probe per corrente continua seguì un altro probe a tenaglia per la misura di correnti alternate in collegamento con un oscilloscopio a larga banda.

Il favore incontrato da questi probe a pinza per la misura della corrente ha ora portato allo sviluppo di un nuovo probe a pinza più universale, che permette la misura di correnti alternate in collegamenti con moltissimi tipi di voltmetri ed oscilloscopi HEWLETT-PACKARD. Questo probe può misurare correnti in tutta la gamma di frequenze più comunemente impiegate, da 20 Hz a 20 MHz, con una escursione in ampiezza che può andare da meno di 0,5 mA ad 1 A. Esso può essere usato indifferentemente sia per correnti ad impulsi o a forma d'onda complessa, sia per correnti sinusoidali.

Inoltre, poichè esso ha la proprietà di non riflettere praticamente alcun carico sul circuito in misura, permette di eseguire con facilità misure di corrente che altrimenti sarebbero state praticamente impossibili. Casi simili si hanno per esempio nella misura della corrente in circuiti risonanti, in conduttori di terra, in raddrizzatori a secco, ecc.

Il probe è accompagnato da un piccolo amplificatore (fig. 1) che trasforma la corrente alternata da misurare in una tensione alternata ad essa proporzionale. Questa tensione può quindi essere facilmente misurata con un voltmetro o con un oscilloscopio adatti. Il fattore di conversione da corrente a tensione è uguale a 1mA= 1 mV, perciò esiste una corrispondenza diretta fra la corrente e la tensione misurata dal voltmetro o dall'oscilloscopio. La Tab. I elenca una serie di strumenti HEWLETT-PACKARD con i quali si può impiegare il nuovo probe.

(*) Realizzato dalla HEWLETT-PACKARD Co., di cui è agente generale per l'Italia la Ditta ing. M. VIANELLO, Milano.

1. - BASSO CARICO DEL CIRCUITO

Dal punto di vista elettrico il probe è formato da un avvolgimento secondario di un trasformatore di corrente a larga banda, nel quale il conduttore in misura costituisce il primario ad una sola spira. Il nucleo è formato da due metà che si possono aprire e chiudere come le ganasce di una tenaglia. Tutto il complesso è schermato magneticamente ed elettrostaticamente rispetto ai campi esterni ed elettrostaticamente rispetto al conduttore primario.

Un pregio importantissimo di questo tipo di probe è costituito dal fatto che esso riflette nel circuito in misura una impedenza molto piccola. Il carico riflesso è infatti minore di 50 mΩ in serie con 0,05 μH. Con un carico così piccolo si possono perciò misurare facilmente le correnti anche nei casi difficili prima ricordati, come, per esempio, nei conduttori di massa.

La misura delle correnti di massa è in effetti nolto più importante di quanto non si pensi generalmente. Nei conduttori, che collegano gli chassis di più apparecchi, può passare una corrente alternata alla frequenza di rete con una ampiezza sorprendente. Ciò succede non solo nei conduttori di terra non schermati, nei quali le correnti possono essere indotte da campi magnetici dispersi, ma può trarre origine anche da diverse altre cause. La figura 4 illustra, per esempio, come l'impiego di una spina a tre prese per un cavo di alimentazione può trasferire una notevole porzione della caduta di tensione del conduttore di terra ai terminali di entrata di un apparecchio. La misura della corrente in un circuito simile a quello della figura 4, può essere agevolmente eseguita con il nuovo probe.

Questa corrente, con un'ampiezza da punta a punta superiore a 50 mA, può facilmente generare un segnale di rumore di 0,1 mV ai terminali di entrata di un apparecchio della figura 4.

La sorgente di correnti simili a quella della figura 2 può spesso essere dovuta ad altri apparecchi collegati alla linea di alimentazione. Poichè questi apparecchi hanno delle capacità e qualche volta anche delle dispersioni verso il telaio o lo chassis e poichè questi ultimi sono messi a terra attraverso il conduttore di massa del cavo di alimentazione a tre conduttori, si possono facilmente avere delle correnti elevate che danno dei disturbi notevoli.

2. - CURVA DI RISPOSTA DEL PROBE

Il probe ha una curva di risposta molto ampia ed uniforme (figura 5) che gli permette di essere impiegato in collegamento con molti voltmetri e oscilloscopi. Con la maggior parte dei questi strumenti, la curva di risposta del probe è tale che si possono misurare le correnti in tutta la gamma di frequenza dello strumento collegato senza dover tener conto della caratteristica di frequenza del probe. Questo è per esempio il caso di tutti gli strumenti elencati nella Tabella 1, eccettuato solo l'oscilloscopio 170 A da 30 MHz. Si deve inoltre notare che, con la maggior parte di questi strumenti, la curva di risposta globale in bassa frequenza della combinazione dipende essenzialmente da quella del probe.

Nel caso generale la risposta in alta frequenza è alquanto influenzata dalla capacità del carico sul quale viene chiuso l'amplificatore del probe. Poichè si prevedeva che lo strumento a massima larghezza di banda, con il quale si sarebbe impiegato il probe, sarebbe stato l'oscilloscopio a larga banda, l'amplificatore è stato progettato in modo da ottenere la massima ampiezza della gamma di frequenza nel caso fosse stato caricato con la capacità tipica di questo tipo di oscilloscopi (circa 25 pF).

Si ottiene così automaticamente la larghezza di banda ottima per lo strumento collegato. Nel caso in cui il probe debba venire impiegato con altri apparecchi, si può determinare la curva di risposta in alta frequenza con l'impiego del diagramma della figura 6.

Le figure 5 e 6 presuppongono che la parte resistiva del carico, sul quale viene chiuso l'amplificatore del probe, sia superiore a 100 kΩ. Si possono tuttavia impiegare anche resistenze di carico minori rinunciando in parte alla precisione.

Dal punto di vista dell'ampiezza, la taratura del probe è effettuata ad 1 kHz e con una precisione di ± 1%.

La curva di risposta è così uniforme che

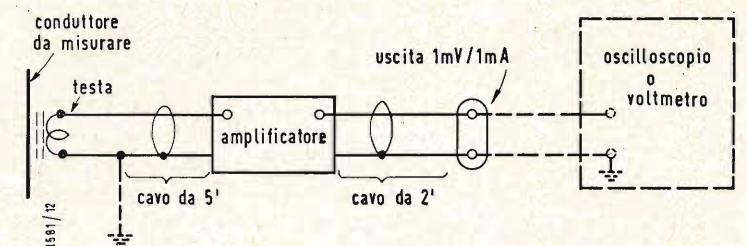



Fig. 3 - Il nuovo probe di corrente è formato da una testa a pinza e da un amplificatore a transistori che può essere collegato ad un voltmetro o ad un oscilloscopio.

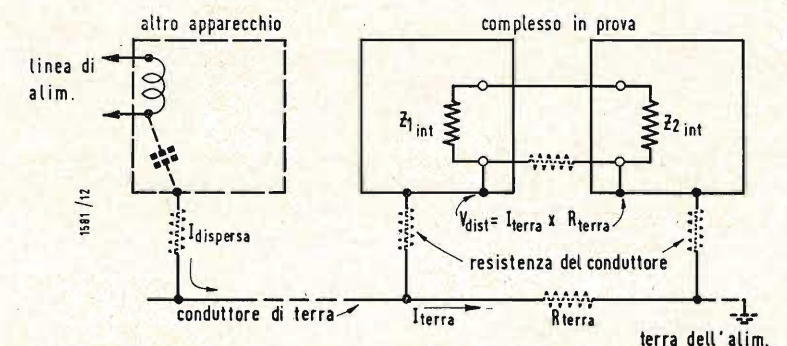



Fig. 4 - Questo circuito illustra il modo in cui la capacità fra uno chassis e la rete di alimentazione di un apparecchio collegato ad un conduttore di massa può trasmettere un disturbo ai terminali di entrata di altri apparecchi collegati allo stesso conduttore di massa. L'oscillogramma della figura 2 è stato ottenuto misurando la corrente alternata con il nuovo probe in un conduttore di massa disposto come in questo diagramma.

Fig. 5 - Curva di risposta tipica di un probe mod. 456A nel caso sia chiuso sul carico nominale.

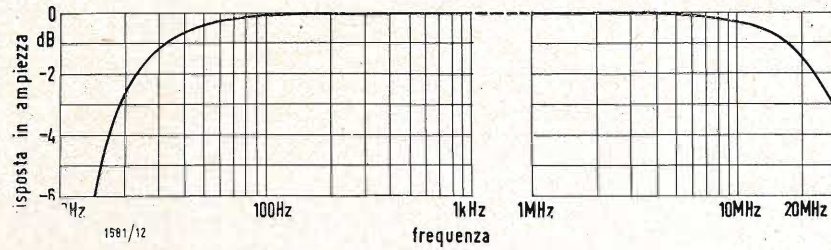



Fig. 6 - Andamenti della curva di risposta nel campo delle alte frequenze nel caso in cui il probe sia caricato con capacità diverse dalla nominale (25 pF) che garantisce la migliore curva di risposta.

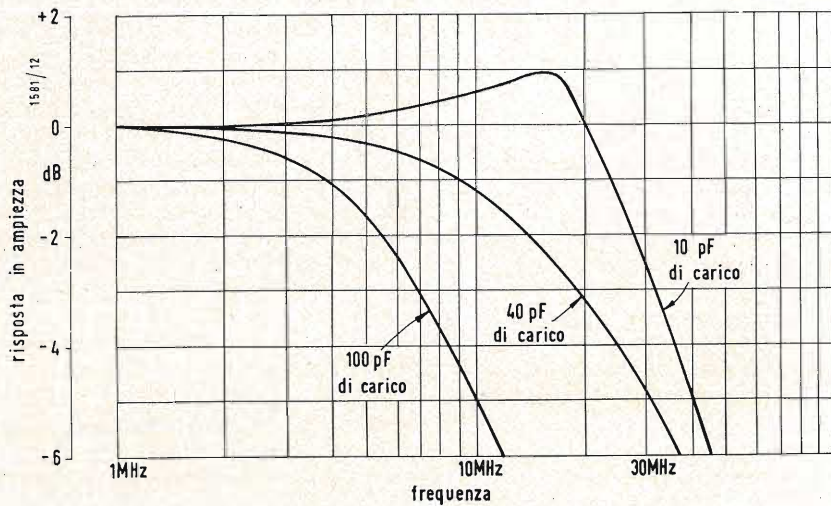



TABELLA I *Strumenti che possono essere usati in collegamento con il probe mod.* 456A.

Voltmetri	Oscilloscopi
400D	120A
400H	122A
400L	130B
403A	150A
Analizzatori	160B
302A	170A

la precisione totale rimane entro un $\pm$ 1% aggiuntivo da poche centinaia di Hz fino a circa 1 MHz.

3. - RISPOSTA AGLI IMPULSI RAPIDI

L'ampia larghezza di banda del probe e del suo amplificatore garantiscono al complesso dell'apparecchiatura un tempo di risposta brevissimo ed uguale a circa 20 mμsec ed una corrispondente precisa risposta agli impulsi rapidi, come è dimostrato dall'oscillogramma della fig. 7. Il tempo di risposta ottenuto nella fig. 7 è quasi uguale a quello del più rapido oscilloscopio a larga banda, perciò il probe è molto adatto per la misura di correnti in circuiti ad impulsi rapidi. Questa caratteristica non vale solo per le misure di corrente, ma può essere sfruttata anche per il controllo della tensione, come si dimostrerà più avanti.

Per quanto riguarda la velocità di risposta si deve notare che la misura eseguita con il probe può dare una risposta più rapida di quella che si potrebbe ottenere impiegando l'oscilloscopio nel sistema convenzionalmente adottato per le misure di tensione. Un caso in cui si manifesta questa situazione è per esempio quello della misura dell'aumento di tensione sulla placca di una valvola caricata con una resistenza di parecchie centinaia di ohm. In un tal caso i 10 o 30 pF aggiunti dall'oscilloscopio per la misura della tensione possono aumentare considerevolmente la costante di tempo della combinazione RC e quindi diminuire la velocità di risposta. Per esempio una resistenza di carico di 1000 Ω se viene shuntata da un condensatore da 20 pF provoca un tempo di risposta dal 10 al 90% di ben 44 mμsec.

Il nuovo probe di corrente può invece essere chiuso intorno al terminale « freddo » della resistenza di carico nel quale non può aggiungere alcuna capacità effettiva. In questo caso il tempo di risposta del probe di 20 mμsec, anche se può essere leggermente modificato dal tempo di risposta dell'oscilloscopio impiegato, può rimanere sempre molto più rapido del tempo di risposta ottenibile in una misura di tensione.

Un altro caso, in cui il probe si dimostra sensibilmente superiore al sistema di misura della corrente attraverso la misura della tensione ai capi di una resistenza, è illustrato nell'oscillogramma della fig. 8, che rappresenta la misura della corrente di emettitore in un transistore ad impulsi. Il diagramma superiore è stato ottenuto inserendo nel circuito di emettittore una resistenza da 1 Ω e misurando la tensione ai suoi capi con un oscilloscopio. Il secondo oscillogramma si è ottenuto eliminando la resistenza da 1 Ω e misurando la corrente direttamente con il probe applicato al conduttore di emettitore. In ambedue i casi la scala della corrente è la stessa.

Se si confrontano quessi due oscillogrammi si nota che il sistema di misura indiretto attraverso la tensione indica delle punte notevoli all'inizio ed alla fine dell'impulso ed una considerevole riduzione della corrente.

Fig. 7 - Risposta ad un impulso rapido. La velocità di spazzolamento orizzontale è uguale a 0,05 μsec/cm e ciò dimostra che il tempo di aumento dal 10 al 90 % è eguale a 0,02 μsec.

Fig. 8 - Oscillogrammi di impulsi di corrente in un circuito di emettitore di un transistore misurati con cue sistemi diversi. La traccia superiore mostra la forma d'onda ottenuta misurando la tensione ai capi di una resistenza di 1 Ω inserita nel circuito. La traccia inferiore, molto più precisa, è ottenuta con l'impiego del nuovo probe.

Le punte derivano dalla caduta di tensione ai capi dell'induttanza costituita dai terminali del resistore lunghi circa 3/4 di pollice. La riduzione della corrente è invece dovuta all'inserzione nel circuito di emettitore dalla resistenza da 1 Ω.

4. - RISPOSTA ALLE BASSE FREQUENZE

L'andamento della curva di risposta alle basse frequenze è indicato nella fig. 5, della quale si vede che il probe può essere impiegato anche per misurare le più basse frequenze audio, infatti a 25 Hz si ha una minore risposta di soli 3 dB.

L'estensione della curva di risposta nel campo delle basse frequenze ha anche il vantaggio di permettere la misura di impulsi lunghi con un minimo effetto di sega. Tuttavia nella misura delle correnti dei raddrizzatori alla frequenza di rete si ha una leggera distorsione della forma d'onda dovuta allo sfasamento a 50 o a 100 Hz. Però questa distorsione non influenza la determinazione della corrente di picco e dell'angolo di conduzione. La fig. 9 illustra questo punto, mostrando la forma di onda ottenuta durante una misura di corrente eseguita con il probe in un ramo di un ponte di raddrizzatori a secco.

Questo è un altro caso nel quale senza il probe la misura della corrente sarebbe molto difficile.

Nella misura del valore massimo di una forma d'onda simile a quella della figura 9 conviene posizionare verticalmente l'onda in modo che gli spigoli inferiori siano praticamente equidistanti da una linea di taratura orizzontale. Il valore di cresta dell'onda è allora quello compreso fra questa linea e la punta dell'onda.

5. - MISURA DELLA DISTORSIONE DI ONDE DI CORRENTE

Quando si lavora con le frequenze foniche è molto spesso desiderabile ottenere una qualche informazione sulla distorsione armonica delle correnti. Molto spesso questa informazione si può ottenere misurando la distorsione di una tensione proporzionale alla corrente in questione. Tuttavia in molti altri casi la corrente passa attraverso una impedenza non lineare in modo che la tensione risultante non può essere impiegata per la misura della distorsione della corrente. Uno di questi casi si ha per esempio nella corrente che passa attraverso un circuito di emettitore non lineare di un transistore.

In questo caso la forma d'onda della tensione non permette di misurare la distorsione voluta perchè il funzionamento del transistore dipende dall'ampiezza della corrente in entrata.

Per la misura della distorsione il probe può essere impiegato convenientemente in collegamento con l'analizzatore di onda mod. 302A della HEWLETT-PACKARD. Il mod. 302A misura le componenti fino a 50 kHz ed ha una banda molto stretta che nel caso dei transistori ha il vantaggio di ridurre l'effetto del rumore del transistore. Con questa combinazione si possono correntemente misurare componenti armoniche aventi un'ampiezza anche a più di 30 dB al di sotto di 1 mA. La distorsione introdotta dal probe è minima: un valore tipico è quello di 70 dB al di sotto di 10 mA ad 1 kHz. Inoltre anche le correnti continue che si incontrano normalmente nei circuiti hanno un effetto trascurabile sulla distorsione del probe.

6. - MISURA DI CORRENTI DELL'ORDINE DEL MICROAMPERE

La combinazione del nuovo probe con l'analizzatore d'onda mod. 302A può essere utile anche per la misura di correnti piccolissime nella gamma di frequenza da 20 Hz a 50 kHz. Nella portata di maggiore sensibilità il mod. 302A misura una tensione di fondo scala di 30 μV, poichè il probe ha un rapporto di conversione di 1 : 1, si possono perciò misurare anche correnti inferiori a 30 μA. Con questo sistema si possono allora misurare anche le correnti minime che si hanno nei circuiti di base dei transistori. Anche se queste correnti sono inferiori al livello di rumore del probe (50 μA) la misura si può fare ugualmente per merito dell'alta selettività dell'analizzatore d'onda.

La misura di piccole correnti con l'analizzatore d'onda può essere facilitata dal fatto che l'analizzatore mette a disposizione un segnale la cui frequenza è uguale alla frequenza sulla quale è sintonizzato lo strumento, questo segnale è disponibile all'uscita BFO.

L'impiego di questa sorgente per alimentare il circuito in prova elimina molto spesso la necessità di una sorgente esterna ed inoltre l'analizzatore è utile sopratutto perchè permette la misura della corrente anche in presenza di forti rumori.

7. - COME SI PUÒ OTTENERE UNA MAGGIORE SENSIBILITA'

In certe circostanze la sensibilità di 1 mA $\equiv$ 1 mV del probe può essere aumentata a due o più volte, avvolgendo più volte il conduttore da misurare attraverso la testa del probe. L'aumento della sensibilità che si ottiene in questo modo è direttamente proporzionale al numero di spire che passano attraverso la testa del probe.

Questo aumento di sensibilità viene ottenuto senza aumentare il livello di rumore proprio del probe. L'effetto più importante che si ha con questo sistema è l'aumento dell'autoinduzione cau-

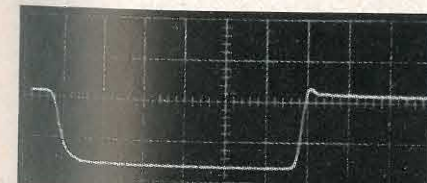
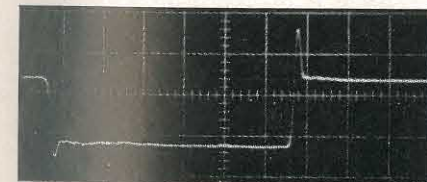



Fig. 9 - Impulsi di corrente misurati con il nuovo probe su un ramo di un ponte di raddrizzatori.

Fig. 10 - Dimensioni d'ingombro, in pollici, della tenaglia del milliamperometro —*hp*— 456A.

sata nel circuito in misura dalla formazione delle spire, combinato con la capacità che si manifesta fra spira e spira. Questa combinazione può portare ad una risonanza a pochi MHz. Però nei casi in cui questa risonanza non sia un inconveniente e se i fattori fisici lo permettono si possono avvolgere anche 10 spire.

8. - CONSIDERAZIONI SULL'ISOLAMENTO

La superficie esterna del probe è rivestita da una resina elettricamente isolante che impedisce il corto circuito nel caso in cui il probe venga applicato ad un conduttore sotto tensione. Tuttavia la superficie interna dell'apertura destinata a ricevere il conduttore da misurare è necessariamente formata da parti metalliche che servono per ottenere la schermatura elettrica e magnetica della testa del probe. Queste parti sono elettricamente collegate al terminale freddo della spira che serve per collegare il probe allo strumento di misura. Poichè l'isolamento di questa parte dello schermo avrebbe seriamente diminuito l'utilità elettrica e meccanica del probe, si è pensato che fosse più vantaggioso per l'utilizzatore avere un probe che lasciasse il compito dell'isolamento al conduttore, invece di avere un probe isolato per qualsiasi tensione ma con caratteristiche funzionali notevolmente inferiori. Quindi il probe deve essere impiegato solo su conduttori adeguatamente isolati in funzione alla loro tensione. Normalmente questa condizione è sempre soddisfatta, perchè di solito i conduttori sotto tensione sono sempre convenientemente isolati. Nel caso si abbia a che fare con dei conduttori, non di massa, nudi, si può facilmente isolarli avvolgendo del nastro isolante. Se poi nel circuito esiste qualche piccola resistenza chimica isolata si può chiudere il probe direttamente sul la stessa.

Per quanto riguarda la sicurezza del personale occorre, oltre che isolare il conduttore, anche porre a terra il filo freddo della spina del probe attraverso un sicuro sistema di messa a terra.

9. - CONDUTTORE DI TERRA

La testa del probe è fornita di un conduttore di terra (fig. 1) che è qualche

Fig. 11 - Il nuovo probe a pinza ed il suo amplificatore collegato ad un voltmetro a valvola.

transistore in prova
amplif. del probe
probe di corrente -*hp*- 456A
analizzatore d'ond -*hp*- 302A
uscita BFO 20 Hz ÷ 50 kHz

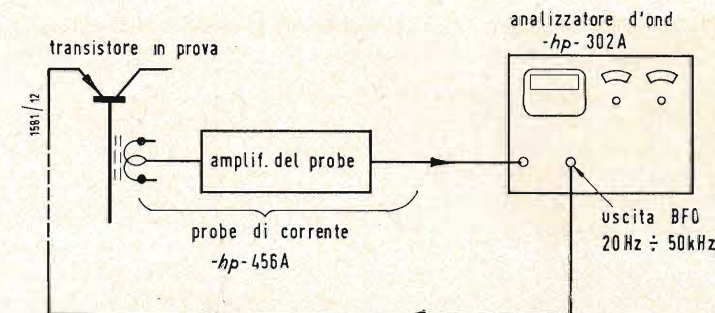



Fig. 12 - Il probe può essere impiegato in collegamento con l'analizzatore d'onda mod. 302 sia per la misura della distorsione, sia per la misura di piccolissime correnti foniche.

volta molto utile nel caso di misure di impulsi rapidi.

Se l'oscilloscopio usato in collegamento con il probe ha una banda fino a 15 MHz o più e se il circuito in misura ha dell'energia a queste frequenze è conveniente impiegare il conduttore di massa per collegare la testa del probe allo chassis in prova. Con ciò si eliminano le capacità parassite e si rendono minimi i disturbi che possono essere originati da tali capacità parassite. A queste frequenze è inoltre bene avere una terra comune fra oscilloscopio, chassis dell'amplificatore del probe e chassis in prova.

10. - ALIMENTAZIONE

L'amplificatore per il probe è stato completamente transistorizzato in modo da ottenere una lunga durata, delle piccole dimensioni ed un peso ridotto. La transistorizzazione permette inoltre di alimentare facilmente l'amplificatore con una batteria, si ottiene così la portabilità ed un minore costo. L'amplificatore viene però fornito anche con alimentazione in corrente alternata. Le due esecuzioni sono identiche sia per l'aspetto che per le dimensioni.

L'esecuzione con alimentazione a batteria ha inoltre il vantaggio di un minore livello di rumore proprio.

11. - GENERALITA'

Il probe ha anche molti altri vantaggi fra i quali ne ricorderemo qualcuno. La testa è contrassegnata con una freccia che indica il senso della corrente nel conduttore che dà un segnale positivo ai terminali del probe; ciò è molto utile sopratutto nella misura di impulsi di corrente. L'apertura del probe (foro da 5/32 di pollice) è abbastanza larga da permettere l'impiego con tutti i tipi di conduttori normalmente usati nella pratica. La schermatura magnetica della testa è normalmente sufficiente per evitare l'influenza dei campi esterni; in ogni caso si può fare rapidamente un controllo tenendo la pinza chiusa, in vicinanza della regione in cui si vuol fare la misura e verificando se si ottiene una qualche indicazione.

Dal punto di vista elettrico il probe ha rispetto al conduttore una capacità di soli 4 pF e quindi l'effetto della tensione del conduttore è uguale a soli 0,03 mA/V MHz. Nella maggior parte dei casi questa influenza è trascurabile. Anche l'effetto della corrente continua che percorre il conduttore in misura è praticamente insignificante, infatti per avere un effetto appena avvertibile la corrente continua deve diventare uguale a 1,5 A alle minime frequenze foniche ed a parecchi ampere nel caso delle frequenze più alte.

12. - CARATTERISTICHE DEL PROBE A PINZA MOD. 456A

Risposta agli impulsi: Tempo di risposta minore di 20 msec, effetto sega minore del 16% per msec.

Entrata massima: 1 A in valore efficace, 1,5 A come valore di punta, 100 mA al di sopra dei 5 MHz.

Effetto della corrente continua: Nessuna influenza sulla sensibilità e sulla distorsione per correnti continue fino a 0,5 A.

Impedenza in entrata: (impedenza aggiunta in serie al conduttore in prova attraverso l'accoppiamento magnetico) minore di 50 mΩ in serie con 0,05 μH (induttanza di circa 4 cm di filo).

Capacità di accoppiamento: Circa 4 pF che si aggiungono fra conduttore e massa.

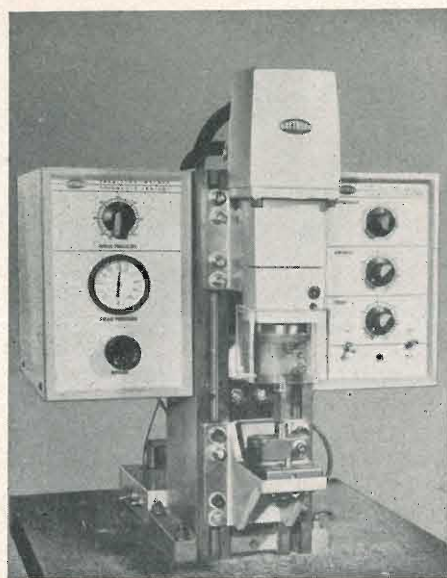
Distorsione a 1 kHz: per 0,5 A in entrata inferiore a 50 dB; per 10 mA in entrata inferiore a 70 dB.

Rumore proprio equivalente in entrata: Minore di 50 μA (minore di 100 μA con alimentazione in c. a.).

Impedenza in uscita: 220 Ω a 1 kHz. Componente continua di circa 1 V. Il carico deve essere superiore a 100.000 Ω più 25 pF.

Alimentazione: Alimentazione con batterie con durata di circa 400 ore oppure alimentazione in corrente alternata con costo supplementare (115-230 V ± 10 per cento; 30-1000 Hz, 1 W).

Peso: circa 3 libbre.

Dimensioni: Alimentatore: 5 × 6 × 1 e mezzo pollici; Cavo del probe: 5 piedi; Cavo d'uscita: 2 piedi. Per le dimensioni della testa vedi la fig. 10. *A.*

La Raytheon presenta una nuova testa di saldatura di precisione, appositamente studiata per la produzione automatizzata di componenti miniaturizzati, come diodi, transistori, ecc.
La nuova testa automatizzata M è provvista di un temporizzatore elettrico di precisione. Installato in un impianto completamente automatico permette di raggiungere un'altissima produzione oraria. *(g. b.)*

Con il nuovo sistema di montaggio e di saldatura automatica della Raytheon si possono saldare fino a 300 componenti elettronici al minuto, come transistori, diodi, resistenze. Le parti componenti vengono posizionate automaticamente per mezzo di vibratori in corrispondenza della testa di saldatura, formata da due elettrodi. Il comando può essere manuale oppure completamente automatico. *(g. b.)*

L'assegnazione del Premio Vallauri a cinque giovani ricercatori

Nell'intento di onorare la memoria di Giancarlo Vallauri, il Salone Internazionale della Tecnica ha costituito, presso l'Istituto Elettrotecnico Nazionale « Galileo Ferraris », di Torino, un « Fondo Salone internazionale della Tecnica in memoria di Giancarlo Vallauri », mettendo a disposizione annualmente la somma di cinque milioni di lire.
Il fondo viene utilizzato per uno o più premi di carattere nazionale, intitolati a Giancarlo Vallauri, o per altre iniziative di particolare rilievo, anch'esse di inte- esse nazionale, e nel nome dell'insigne Maestro con lo scopo di incoraggiare e di promuovere lo sviluppo tecnico, scientifico e didattico dell'elettrotecnica, in una qualunque delle varie branche.
La Commissione aggiudicatrice, presieduta dal Presidente dell'Istituto e composta da due membri per l'Istituto stesso e da due per il Salone Internazionale della Tecnica, trovandosi unanime nel voler valorizzare l'aspetto d'incoraggiamento previsto dalle norme istitutive del Premio e consone con lo spirito del Maestro al cui nome il premio è intitolato, ha deliberato di assegnare per il 1960 il Premio Vallauri di lire 2.500.000, ripartito in parti eguali, ai seguenti ricercatori dell'I.E.N.:
— Giuseppe Biorci, laureato nel 1953: libero docente in elettrotecnica dal 1959, ha svolto ricerche nel campo del ferromagnetismo e della teoria delle reti elettriche, con notevoli contributi di carattere originale;
— Giovanni Cantarella, laureato nel 1954: in significative ricerche sul funzionamento delle apparecchiature elettriche di protezione e delle macchine elettriche, ha conseguito risultati di particolare interesse anche pratico;
— Giovanni Fiorio, laureato nel 1954: ha sviluppato ricerche nel campo delle misure di altissima precisione e studi sulla matematica delle grandezze alternative, dimostrando acutezza di pensiero, e speciali doti di accurato sperimentatore;
— Giovanni Giachino, laureato nel 1956: in connessione con la costruzione del nuovo campione atomico di frequenza al cesio, ha studiato ed attuato apparecchiature estremamente delicate, con risultati che si possono dire eccezionali;
— Piero Mazzetti, laureato nel 1959: ha cominciato la sua attività di sperimentatore prima di laurearsi ed ha poi proseguito con studi sul rumore magnetico e sulla statistica dei fenomeni casuali, ottenendo risultati significativi, per il cui sviluppo si trova attualmente in Inghilterra.
I premi sono stati consegnati ai vincitori dal Ministro On. Giuseppe Pella durante la cerimonia inaugurale del 10° Salone Internazionale della Tecnica, il 22 settembre scorso.
Per l'assegnazione dei premi che saranno da annunciare nel settembre 1961, varranno norme analoghe alle già bandite per i precedenti. I documenti e le segnalazioni dovranno pervenire entro il 31 maggio dell'anno stesso 1961 alla Segreteria dell'I.E.N. (corso Massimo d'Azeglio 42, Torino). Nell'esaminare domande e proposte la Commissione terrà in particolare evidenza i risultati raggiunti o i programmi, appoggiati da concreti risultati iniziali, che diano sicuro affidamento sui futuri sviluppi. *(i.e.m.)*

Studi sugli estensimetri elettrici a resistenza

Gli estensimetri elettrici a resistenza (« strain gages ») costituiscono un mezzo di misura apparso in Europa solo dopo il 1945. Ciò malgrado essi, grazie alla loro semplicità, sono andati diffondendosi enormemente anche in Italia in tutti i settori delle scienze applicate e ormai sono usati da tempo nei laboratori di ricerca dell'università e dell'industria.
Perciò un testo in lingua italiana, che presentasse questo nuovo mezzo di misura, indicasse le possibilità ed i limiti di applicazione, illustrasse i tipi prodotti in Europa come quello che il Bray (Libero Docente in misure meccaniche del Politecnico di Torino e ricercatore presso la Sezione dinamometrica del C.O.I.N.I.M.) ha preparato, risponde alle necessità di quanti si accingono ad usare gli estensimetri elettrici a resistenza e di coloro che già li usano, in quanto per questi sono di ausilio i numerosi dati sperimentali rilevati dallo stesso Autore su molti tipi di estensimetri europei.
Ciò costituisce appunto l'originalità del lavoro del Bray, in quanto, se numerosa è la letteratura sugli estensimetri prodotti negli U.S. d'America, poco si conosce sui tipi prodotti in Europa e che oggi vanno vieppiù diffondendosi grazie alle migliorate qualità, che in generale li mettono sullo stesso livello di quelli americani.
Il Prof. Gustavo Colonnetti, Presidente Emerito del Consiglio Nazionale delle Ricerche, dichiara nella prefazione: « Questo volumetto su gli « estensimetri elettrici a resistenza » che Athos Bray offre agli studiosi italiani sta a dimostrare che non invano il Consiglio Nazionale delle Ricerche ha, alcuni anni oro sono, promossa la creazione di un Istituto inteso a dare un più deciso incremento agli studi di metrologia in Italia.
« Se gli studii metrologici avranno in Italia quello sviluppo che meritano, e se le nostre industrie potranno in un prossimo avvenire disporre di specialisti altamente qualificati in questo importante e delicatissimo settore della tecnica, ciò sarà anche dovuto alla serietà di propositi con cui il Bray ha accettato la direzione delle ricerche e dei corsi di qualificazione dell'Istituto dinamometrico italiano che io gli ho a suo tempo affidato, e di un organismo appena nascente e circondato da tante diffidenze ha saputo fare un centro vivo di studi e di ricerche.
« In questo volumetto il lettore troverà un quadro suggestivo dei progressi che si sono in questi ultimi anni realizzati nella tecnica degli estensimetri elettrici a resistenza, ed una non meno suggestiva prospettiva di futuri sviluppi.
« Nell'interesse delle nostre industrie, che hanno ed avranno sempre più bisogno di metrologi esperti e qualificati, c'è da augurarsi che l'Istituto dinamometrico italiano trovi sempre più larghi appoggi ed incoraggiamenti, e che, alla scuola del Bray, numerosi giovani si dedichino a questa interessante branca della tecnica dalla quale attendono larga messe di documentazione sperimentale i più importanti settori della scienza delle costruzioni e delle macchine ». *(i.s.)*

Anche i materiali «non saldabili» possono venire saldati con il nuovo dispositivo ad ultrasuoni della Raytheon, senza bisogno di flussi speciali. Gli ultrasuoni del nuovo dispositivo, emessi ad una frequenza di 25.000 Hz sotto forma di impulsi molto rigidi, rompono il film di ossido superficiale e permettono alla lega saldante di aderire perfettamente alla superficie. Con questo sistema si possono ora saldare facilmente l'alluminio, la ferrite, il silicio ed il germanio. *(g. b.)*

Circuito elettronico per trasmissione di lettere tra Washington e Chicago

Il Dipartimento delle Poste ha inaugurato un nuovo servizio di inoltro rapido della corrispondenza tra Washington e Chicago con un circuito elettronico che è in grado di stampare a migliaia di chilometri di distanza dal luogo di impostazione una copia esatta di una lettera in meno di 15 secondi.
Il nuovo servizio non ha carattere sperimentale, come altre iniziative effettuate l'anno scorso tra la capitale e le città della costa del Pacifico ma all'inizio sarà limitato esclusivamente all'inoltro della corrispondenza ufficiale, onde permettere una sufficiente esperienza sull'effettiva portata di alcuni procedimenti ideati dal Dipartimento delle Poste per tutelare l'assoluto segreto della corrispondenza.
Il sistema non è nuovo, in quanto è adottato da qualche anno in alcuni servizi della Marina americana, che ne aveva sollecitato la realizzazione da parte della Radio Corporation of America.
La lettera da inoltrare con il nuovo circuito elettronico viene distinta con la dicitura « speed mail ». L'indirizzo va riportato su un lembo della lettera e deve essere visibile attraverso una finestrella della busta dato che, per l'inoltro, la stazione di partenza dovrà, pur con le dovute cautele, aprire e scartare la busta e spiegare il foglio interno con il messaggio sul tamburo girevole di « lettura ». Un occhio fotoelettrico scandaglia da destra a sinistra il foglio, trasformando ciò che osserva in altrettanti impulsi, che sono radiotrasmessi alla città del destinatario.
Gli impulsi radioelettrici vengono ritrasformati istantaneamente alla stazione di arrivo in variazioni di luce in una speciale lampada eccitatrice. Il fascio luminoso è diretto su un tamburo rotante di selenio, in maniera da creare con cariche statiche una specie di negativa elettrica che servirà alla successiva stampa del positivo su una speciale carta sensibile per processi xerografici. La copia xerografica viene infine chiusa automaticamente in una busta e affidata ad un portalettere per la consegna.
L'impiego del nuovo sistema ha richiesto la soluzione di numerosi problemi pratici, tra cui la costruzione di apparati riproduttori completamente ermetici per impedire la violazione del segreto epistolare. La tariffa per la affrancatura della corrispondenza non è stata ancora fissata, data la novità del servizio e la mancanza di elementi di valutazione che soltanto l'esercizio diretto potrà fornire. *(i.s.)*

Dispositivi automatici per misure di ionizzazione

I Dott. M. Ageno, C. Felici e A. Rosati, dell'Istituto Superiore di Sanità, hanno realizzato, per alcune esperienze attualmente in corso di esecuzione, due dispositivi automatici per misure di radioattività, capaci di raggiungere, in condizioni opportune, una precisione di circa 2/10.000 sulla singola misura.
Nel primo di questi dispositivi lo strumento di misura è una camera di ionizzazione a pressione connessa a un elettrometro a filo a campo ausiliario. L'immagine proiettata dal filo occlude successivamente due fenditure che corrispondono all'inizio e alla fine della misura. Un dispositivo elettronico provvede alla misura dell'intervallo di tempo tra i due passaggi del filo sulle fenditure mediante un cronografo elettrico di elevatissima precisione, alla rimessa a terra del filo e alla ripetizione della misura a intervalli di tempo predeterminati.
Nel secondo dispositivo, l'elettrometro è sostituito da un condensatore che si carica, la misura del tempo è ottenuta contando le alternanze di un oscillatore a quarzo termostato, comprese tra l'inizio e la fine della carica, e il risultato di ciascuna misura viene contemporaneamente battuto a macchina e perforato su nastro idoneo alla successiva elaborazione in una calcolatrice elettronica.
Tutta una serie di prove hanno assicurato nei due casi che la precisione richiesta è effettivamente raggiunta. *(i. s.)*

Una società americana chiede il permesso per il lancio di un satellite artificiale

L'American Telephone & Telegraph Company ha chiesto ufficialmente al Governo degli Stati Uniti il permesso per ottenere il lancio in orbita entro un anno di un proprio satellite artificiale terrestre attrezzato per le telecomunicazioni intercontinentali.
Nella richiesta inoltrata al Governo, la società ha precisato che il satellite è desti-

Un nuovo rettificatore rapido ad ultrasuoni della RAYTHEON è stato studiato principalmente per le lavorazioni di precisione necessarie nella fabbricazione dei semiconduttori e di altri elementi elettronici. Con questo trasduttore magnetostrittivo da 300 W, mod. 2-333, la RAYTHEON ha eliminato gli inconvenienti offerti dai trasduttori ceramici. (*g. b.*)

nato alla trasmissione sperimentale di conversazioni telefoniche ed altri tipi di comunicazione, compresa la televisione, tra gli Stati Uniti, la Gran Bretagna e, forse, la Francia e la Repubblica Federale tedesca. Il satellite sarà, pertanto il primo realizzato per iniziativa dell'industria privata e costituirà la prima applicazione commerciale dei veicoli spaziali.
Probabilmente, l'AMERICAN TELEPHONE & TELEGRAPH si servirà di un satellite-ripetitore « attivo » di tipo analogo al recente « Courier I-B », che, come è noto, dispone di apparati per la trasmissione e la ricezione dei segnali radio. La società già dispone di una considerevole esperienza in proposito, acquisita dai suoi laboratori sperimentali telefonici BELL.
Nell'annunciare l'interessante iniziativa, il vice-presidente dell'A.T. & T., Henry Killingsworth, ha sottolineato che la società è pronta a firmare un contratto con l'Ente Nazionale Aeronautico e Spaziale (NASA) per il lancio dei satelliti ed ad iniziare la costruzione di speciali stazioni ricetrasmittenti.
« L'applicazione commerciale delle comunicazioni coi satelliti — egli ha sottolineato — è un compito adatto alle imprese private. Questo nuovo progetto è un'ennesima indicazione della nostra volontà di accollarcene l'onere a nostre spese ».
La società americana ha intavolato trattative private con aziende telefoniche britanniche, francesi e germaniche sulla possibilità di collegamenti radiotelefonici e televisivi via satelliti artificiali terrestri. Le società europee provvederanno alla costruzione delle trasmittenti di cui si serviranno per il collegamento.
Anche il presidente della RADIO CORPORATION OF AMERICA, Dadiv Sarnoff, pioniere della radio e della televisione, ha dal suo canto dichiarato che, probabilmente, in occasione delle Olimpiadi di Tokio, le trasmissioni televisive potranno essere seguite in tutti i paesi, grazie all'impiego di satelliti come ripetitori intercontinentali. (*u.s.*)

Una prova di efficienza del nuovo ponte-radio tra Roma e Firenze

Il GRUPPO MAGNETI MARELLI ha fornito recentemente una dimostrazione della capacità e dell'efficienza del nuovo ponte-radio installato tra Roma e Firenze, nel corso di una conferenza stampa organizzata dal Consiglio Nazionale delle Ricerche tra le due città.
Per la suddetta Conferenza hanno parlato il Prof. Giovanni Polvani, Presidente del Consiglio Nazionale delle Ricerche ed il Conte Dott. Ing. Bruno Antonio Quintavalle, Presidente del GRUPPO MAGNETI MARELLI.
Il Conte Ing. Bruno Antonio Quintavalle ha dato inizio alla Conferenza rivolgendo un ringraziamento al Prof. Giovanni Polvani, per aver voluto far coincidere la Conferenza stessa con la riunione del Consiglio della Fondazione « Umberto Quintavalle », a Firenze, presso il Centro microonde del C.N.R.
Il Conte Ing. B. A. Quintavalle si è soffermato in modo particolare, nel suo dire, sulle applicazioni tecniche che hanno caratterizzato l'attività della MAGNETI MARELLI nel settore della radio professionale e, indicandone brevemente gli importanti ed interessanti sviluppi, ha terminato col dare l'annuncio ufficiale della avvenuta costituzione della SOCIETÀ MARELLI-LENKURT.
Detta Società, con capitale iniziale di 3 miliardi di lire, concreta l'accordo raggiunto dal GRUPPO MAGNETI MARELLI con il grande complesso americano GENERAL TELEPHONE & ELECTRONICS INC., di New York, per l'introduzione delle apparecchiature Magneti Marelli nelle reti gestite da detto complesso in America e lo sviluppo in comune di un ampio programma internazionale di lavoro nel campo delle comunicazioni telefoniche e televisive.
Nei riguardi di tale accordo, sono state rivolte dai giornalisti alcune richieste di chiarimenti.
Il ponte-radio che ha effettuato il collegamento tra le sede del Centro microonde del C.N.R., a Firenze, ed il Salone del Consiglio Nazionale delle Ricerche, a Roma, collegamento al quale hanno partecipato autorità, scienziati, tecnici e giornalisti, è stato eseguito dalla MAGNETI MARELLI per il Ministero delle Poste e Telecomunicazioni, che abbisognava di un canale hertziano che collegasse Roma con Firenze, inserendo anche il Centro di Perugia.
Questo ponte-radio, che utilizza la banda di 4000 MHz, si sviluppa secondo il seguente tracciato: Roma (Inviolatella) — M. S. Pancrazio — M. Peglia — Perugia — Alta S. Egidio — M. S. Zio — Incontro — Firenze.
Il ponte-radio è costituito da tre fasci radio in parallelo, ognuno capace di convogliare da 600 a 960 conversazioni simultanee oppure un programma televisivo.
Come tutti i ponti-radio di alta classe, anche questo impiega antenne particolari, del tipo a spicchio parabolico, che consentono un alta concentrazione del fascio radio per convogliarlo verso la stazione corrispondente, con irradiazione irrilevante nel senso non desiderato.
Il ponte è completato da apparecchiature ausiliarie e da segnalazioni di avarie, ed ogni centro dispone di gruppi elettrogeni indipendenti che, a mezzo di particolari macchine, denominate « gruppi di continuità » assicurano senza interruzione il servizio anche quando venisse a mancare l'energia della rete normale di esercizio. (*p.n.i.*)

Questo relé elettro - ottico della RAYTHEON, impiegato sopratutto come potenziometro, permette di controllare una tensione nella gamma da 0 a 1,5 V e da 0 a 24 V rispettivamente nelle due esecuzioni CK 1102 e CK 1104. Ad una estremità del tubo è montata una sorgente luminosa costituente l'elemento di controllo; alla altra estremità è montato un elemento fotoconduttore la cui resistenza varia da 1 a 105 in funzione della tensione applicata all'elemento di controllo. (*g. b.*)

Nuovo alimentatore per corrente continua della HEWLETT PACKARD. Questo alimentatore completamente transistorizzato può fornire una tensione in uscita variabile da 0 a 60 V con un carico massimo di 2 A. La stabilizzazione della tensione è ottima: la variazione del carico da 0 a 2 A fa variare l'uscita meno di 5 mV, una variazione del 10% della tensione di alimentazione fa variare l'uscita meno di 2,5 mV. (*g. b.*)

La transistorizzazione nella elettronica nucleare del centro di Ispra

Nel corso dei lavori del 46° Congresso nazionale di fisica, i Dott. C. Colombo, I. De Lotto, G. Giannelli, V. Mandi, L. Stanchi hanno riferito che il laboratorio elettronico del Centro Studi Nucleari di Ispra ha recentemente portato a compimento il proprio programma di transistorizzazione integrale delle apparecchiature di elettronica nucleare che si era posto come compito fondamentale di attività sin dalla sua costituzione nel settembre 1957.
Questo programma è stato esteso sia al campo degli apparecchi di monitoraggio dei quali sono stati sviluppati vari tipi di monitori per mani, piedi e vestiti e di contatori portatili di Geiger ed a scintillazione, che al campo delle apparecchiature di laboratorio per tempi di microsecondi di cui è stata sviluppata una serie completa, e precisamente che comprende: amplificatori di impulsi non overloading, discriminatori, coincidenze, porte lineari, scale con relativi sistemi di stampa, temporizzatori per l'automazione delle misure, alimentatori stabilizzati di alta e bassa tensione, retemeter lineari. Attualmente è in corso di sviluppo un analizzatore a tempo di volo a 1024 canali con canali di 0,5 μsec. e tempo morto di 0,5 μsec., con memoria a nuclei di ferrite, per il chopper per neutroni in costruzione ad Ispra. (*p.n.i.*)

Telecomando via radio di impianti industriali

Lo sviluppo dell'automazione in ogni settore industriale ha portato ad una sempre maggiore utilizzazione dei sistemi di telecomando, teleregolazione e telemisura, con i quali è possibile comandare e controllare a distanza il funzionamento di un intero impianto, sia esso elettrico, chimico o di altro genere.
La SIEMENS S.P.A. presenta un sistema funzionante di questo genere, nel quale si ha la trasmissione def comandi, delle misure e delle regolazioni mediante ponte radio. Il vantaggio di questa disposizione, rispetto a quelle tradizionali su filo, risulta evidente in particolare se la distanza fra il posto centrale e quello comandato è notevole, poichè la spesa della rete di collegamento è completamente evitata.
L'impianto è costituito da due centralini, uno che trasforma i comandi in segnali a codice nella parte trasmittente e di un secondo che li decodifica in ricezione. La trasmissione vera e propria è affidata a due ponti radio monocanali che funzionano entrambi come ricetrasmittenti.
Il banco di manovra e di controllo è formato da un mosaico di elementi componibili, di facile montaggio, che riproducono lo schema elettrico dell'installazione comandata. (*p.n.i.*)

Modi di propagazione per guide d'onda contenenti ferrite magnetizzata

Il Prof. Giorgio Barzilai, Direttore dell'Istituto di elettronica della Facoltà di ingegneria dellUniversità di Roma, a seguito della concessione di un contributo finanziario da parte del Consiglio Nazionale delle Ricerche, ha condotto uno studio relativamente alla verifica sperimentale dell'esistenza e delle caratteristiche di alcuni modi di propagazione trovati teoricamente per guide d'onda contenenti ferrite magnetizzata.
Si precisa a tale riguardo che in un gruppo di lavori (1), (2), (3), alcuni dei quali ancora in corso di svolgimento presso l'Istituto di elettronica dell'Università di Roma, è stato studiato lo spettro dei modi di propagazione dell'energia elettromagnetica in guide d'onda rettangolari contenenti ferrite magnetizzata trasversalmente.
Alcuni di questi modi presentano caratteristiche interessanti anche in vista di possibili applicazioni.
Pertanto, dopo averne calcolato teoricamente le caratteristiche, si è proceduto ad una loro verifica sperimentale, i cui risultati finora ottenuti sono riportati nel lavoro sopra citato (3).
Gli esperimenti finora eseguiti avevano due scopi principali: 1) verificare le caratteristiche unidirezionali di una struttura costituita da una guida d'onda contenente una lastrina di ferrite magnetizzata adiacente ad una parete ed avente dimensioni opportune; 2) verificare che la struttura di cui sopra, quando la lastrina di ferrite viene allontanata dalla parete, presenti una distanza di taglio, oltre la quale la propagazione non è più possibile in entrambi i sensi.
Per l'esperimento 1) si è costruito un elemento di guida d'onda a forma di T. Inviando nel braccio centrale energia elettromagnetica a varie frequenze tra 8.000 e 10.000 MHz, si è verificato che invertendo il senso del campo magnetico statico applicato, l'energia usciva dall'uno o dall'altro braccio del T con attenuazione relativa fra le due uscite di 60-70 dB (a seconda delle frequenza). Per l'esperimento 2) si è costruito un elemento di guida d'onda di dimensioni opportune contenente una lastrina di ferrite la cui posizione poteva essere variata dall'esterno mediante viti micrometriche. Con questo apparecchio si è verificato un eccellente accordo fra teoria ed esperimenti alla frequenza di 9865 MHz. Per altre frequenze il fenomeno si presentava in modo meno netto, ma l'accordo fra teoria ed esperienza era pur sempre soddisfacente.
Sono tuttora in corso altri esperimenti, miranti anche a realizzare componenti per microonde. (*i.s.*)

(1) G. BARZILAI and G. GEROSA: *Modes in Rectangular Guides Filled with Magnetized Ferrite*, Il nuovo Cimento, Vol. X-7, pp. 685-697; marzo 1958.
(2) G. BARZILAI and G. GEROSA: *Modes in Rectangular Guides Partially Filled with Transversely Magnetized Ferrite*, IRE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-7, Special Supplement, pp. S471-S474, dicembre 1959.
(3) G. BARZILAI and G. GEROSA: *Modes in Rectangular Guides Loaded with a Transversely Magnetized Slab of Ferrite away from the Side Walls*, presentato alla XIII Assemblea Generale della URSI, Londra, 5-15 settembre 1960.

Il mavar: amplificatore a reattanza*

L'amplificatore a reattanza, detto anche amplificatore parametrico, ha suscitato negli ultimi tempi un particolare interesse fra i tecnici delle alte frequenze. La ragione principale di questo interesse consiste nel fatto che con esso si può ottenere un rumore relativamente basso, senza dover sostenere un costo troppo alto come succede con il maser. Il principio su cui è basato l'amplificatore a reattanza è il seguente: una reattanza non lineare, capacità o induttanza, il cui valore dipende dalla tensione applicata, può comportarsi in certe condizioni come una resistenza negativa o come uno stadio mescolatore-amplificatore. Questo principio spiega anche le due denominazioni pocanzi ricordate ed anche il nome mavar comunemente impiegato in America.
I tipi di amplificatore a reattanza finora noti sono tre, l'amplificatore a diodo, nel quale il diodo funziona come una capacità variabile, l'amplificatore induttivo con un nucleo in ferrite e l'amplificatore a fascio elettronico. Fra questi tre tipi solo l'amplificatore a diodo e quello a fascio elettronico hanno raggiunto un'importanza tecnica. Nel presente articolo illustreremo nel modo più semplice possibile la tecnica dell'amplificatore a reattanza, soffermandoci in particolare sul tipo a fascio elettronico.

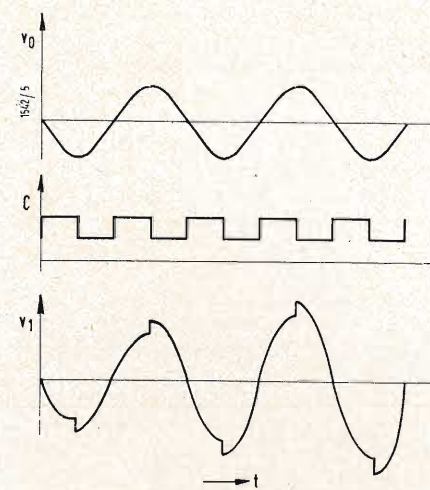



Fig. 1 - Una variazione periodica della capacità del circuito oscillante, che emerge ad una frequenza doppia della tensione del circuito e che abbia una fase opportuna, trasmette una certa energia al circuito oscillante e fa aumentare la tensione di oscillazione.

(*) Rielaborato da REUBER, C., Die Reaktanz Verstärker, *Radio Mentor*, settembre 1960, pagina 681.

NELL'AMPLIFICATORE a reattanza, a differenza di quanto avviene nei normali amplificatori a valvola o a transistore, la sorgente di potenza non è una tensione continua ma una tensione alternata, avente in genere una frequenza superiore a quella della tensione da amplificare. Con questa prima affermazione si mette subito in luce la parentela fra questi amplificatori parametrici ed altri dispositivi noti da lungo tempo: gli amplificatori magnetici e gli amplificatori dielettrici. Anche in questi la tensione di funzionamento viene applicata ad una reattanza non lineare, il cui valore è influenzato dalla grandezza di comando. In questo caso, raddrizzando la tensione alternata in uscita si ottiene una amplificazione del segnale di comando. Questi però sono notoriamente amplificatori per basse frequenze. Nel campo delle alte frequenze possiamo invece ricordare la bobina di modulazione che fu impiegata attorno al 1915 per la modulazione di trasmettitori in alta frequenza. Già allora si sapeva che un tale modulatore si comportava come una resistenza negativa per la frequenza più bassa. Si conoscevano inoltre anche le proprietà amplificatrici della bobina di modulazione e la sua possibilità di generare oscillazioni.

Il principio dell'amplificatore parametrico, ossia la fornitura di energia ad una frequenza superiore, si può spiegare con un esempio meccanico noto da molto tempo.
Una lamina metallica sollecitata con una frequenza doppia della frequenza propria vibra con la frequenza propria. L'energia per la vibrazione viene fornita ad una frequenza doppia: il rapporto 1 : 2 delle frequenze trovato nel lontano 1860 vale anche per i nostri amplificatori parametrici.

1. - UNA ANALOGIA ELETTRICA

Il principio elettrico dell'amplificatore a reattanza si può spiegare osservando la fig. 1. Supponiamo che la tensione sinusoidale superiore sia applicata ad un circuito risonante parallelo costituito da un condensatore ed una bobina. Supponiamo inoltre che nel primo massimo negativo la capacità diminuisca di valore istantaneamente, come è indicato nel diagramma di mezzo.
A causa della forza di attrazione fra le cariche presenti sulle due armature del condensatore, ad una diminuzione della capacità si ha una diminuzione dell'energia presente nel condensatore che viene quindi fornita al sistema oscillante. In pratica si ha un aumento istantaneo della tensione ai capi del condensatore come si vede nel terzo diagramma. Più avanti, la capacità ritorna al valore normale quando la tensione ai capi del condensatore è nulla. Poichè questa variazione avviene in un condensatore senza cariche non si avrà nè consumo, nè fornitura di energia.
Nel momento del successivo massimo positivo la capacità diminuisce nuovamente. I fatti da notare sono due: primo, ad ogni massimo della tensione sul condensatore si ha un aumento della tensione e quindi un aumento dell'energia del circuito oscillante, secondo, la fornitura dell'energia viene effettuata ad una frequenza doppia di quella del circuito. Si ritrova quindi lo stesso principio della lamina vibrante ed il rapporto di 1 : 2 fra la frequenza così importante per l'amplificatore parametrico. La frequenza con la quale viene variata la capacità si chiama, nel linguaggio degli amplificatori parametrici, frequenza di pompaggio, la energia fornita è l'energia pompata. Uno studio più approfondito del fenomeno dimostrerebbe che l'amplificazione dipende dalla fase fra la frequenza di pompaggio e la frequenza di segnale.

Fig. 2 - Schema di principio di un amplificatore a reattanza con l'elemento attivo mavar, i tre circuiti risonanti per la frequenza di segnale f_s la frequenza inattiva f_i e la frequenza di pompaggio f_p, le due sorgenti per le tensioni si segnale V_s e di pompaggio V_p e le due posizioni possibili per la resistenza di carico R_a.

2. - TIPI DI AMPLIFICATORI

Nella fig. 2 è rappresentato lo schema di principio dell'amplificatore a reattanza o mavar. Si riconoscono chiaramente i tre circuiti risonanti per le tre frequenze dell'amplificatore a reattanza, la frequenza di segnale, la frequenza di pompaggio e la frequenza inattiva.
Il significato delle prime due frequenze è stato già chiarito. La frequenza inattiva nasce dalla mescolazione fra la frequenza di pompaggio e la frequenza di segnale che ha luogo nel mavar, elemento non lineare. La formazione di questa frequenza inattiva è, come dimostra la teoria, decisiva per l'amplificazione del mavar.
Nella fig. 2 l'elemento non lineare ossia l'elemento amplificatore è stato rappresentato in modo completamente generale senza specificare se si tratta di una capacità o di una induttanza. Si deve inoltre notare che la resistenza di carico R_a può trovarsi indifferentemente sul circuito del segnale o sul circuito della frequenza inattiva. Se essa si trova nel circuito del segnale si utilizza la resistenza negativa dell'amplificazione a reattanza per la frequenza di segnale. In questo caso la frequenza inattiva è la differenza fra la frequenza di pompaggio e la frequenza di segnale.
La resistenza di lavoro inserita nel circuito ausiliario rappresenta l'altro modo di funzionamento del mavar. In questo caso si ha a che fare con il mescolatore amplificatore nel quale si ha una amplificazione fra segnale in entrata e frequenza laterale superiore. Per potere riottenere da questo amplificatore, che si distingue per la sua stabilità, la frequenza di segnale si deve poi mescolare la frequenza inattiva con la frequenza di pompaggio.
Il rumore proprio, particolarmente basso dell'amplificatore a reattanza, deriva dal fatto che l'elemento amplificatore è una rettanza e non una resistenza. Questa reattanza che viene fatta variare con la frequenza di pompaggio non introduce teoricamente alcun rumore. Quanto più l'elemento si può identificare con una reattanza pura, tanto minori sono le perdite e tanto minori il rumore.
Finora sono stati realizzati tre diversi tipi di amplificatori a reattanza. Una capacità variabile in funzione della frequenza di pompaggio si può ottenere con dei diodi speciali. Si sono dimostrati particolarmente adatti i diodi all'arsenide di gallio a causa del loro basso rumore. L'altra possibilità di impiegare una induttanza variabile ha portato allo studio degli amplificatori a ferrite. Tuttavia i risultati ottenuti finora sono inferiori a quelli offerti dagli amplificatori a diodo. Infine si può utilizzare per il mavar la caratteristica di reattanza di un fascio elettronico e questa possibilità ha infatti portato negli ultimi tempi a delle interessanti realizzazioni.
Gli amplificatori a reattanza si possono classificare, oltre che in base al tipo di funzionamento o in base al tipo di reattanza dell'elemento attivo, anche in base al modo in cui si manifesta l'azione reciproca fra le onde elettromagnetiche e l'elemento attivo.
Si ottiene allora la distinzione fra gli amplificatori a parametri concentrati e quelli a parametri distribuiti. Il normale amplificatore a diodo è un tipico esempio di amplificatore a parametri concentrati. D'altra parte, partendo dall'amplificatore a diodo, si può realizzare una disposizione a campo variabile, che ha dei vantaggi particolari per la frequenza più alta, disponendo parecchi diodi in serie.

Fig. 3a - Amplificatore a fascio elettronico semplice con due cavità per la frequenza di pompaggio e per l'amplificazione del segnale.
Fig. 3b - Amplificatore parametrico a quadripolo con gli accoppiamenti di entrata e uscita per la tensione di segnale da amplificatore v_s e la tensione amplificata V_s ed il campo a quadripolo per la tensione di pompaggio V_p.

3. - AMPLIFICATORI A FASCIO ELETTRONICO

Un fascio elettronico modulato in particolari strutture può comportarsi come una reattanza variabile ,esso può quindi dar luogo ad una amplificazione parametrica. Un semplice esempio di amplificatore parametrico a fascio elettronico è rappresentato nella fig. 3*a*. In questo dispositivo il fascio elettronico partendo dal catodo a sinistra si dirige verso il raccoglitore a destra e passa attraverso due cavità. La seconda cavità porta due fessure separate da un tratto a campo nullo. Si ottiene così nella cavità una impedenza che, scegliendo opportunamente la distanza fra le due fessure e il loro angolo di sfasamento, si riduce ad una reattanza pura.
Se si modula il fascio applicando alla

Fig. 4 - Effetto del campo del quadripolo su un elettrone che sta percorrendo una elica.

prima cavità la frequenza di pompaggio si ottiene una reattanza variabile periodicamente, elemento essenziale per un amplificatore parametrico.

La distanza fra le due fessure può essere anche scelta in modo che il rumore portato dal segnale appaia in corrispondenza delle due fessure con ampiezza costante ma in opposizione di fase, senza pretendere di ottenere una reattanza pura. Le due tensioni di rumore dovrebbero allora eliminarsi ed il fascio elettrico dovrebbe essere completamente liberato del rumore del segnale. In pratica però non si riesce ad ottenere una assenza assoluta del rumore.

Se si modula un fascio elettronico con un'onda elettromagnetica si ottengono due onde di carica spaziale che a seconda della differenza di velocità rispetto alla velocità di comando del fascio si chiamano onda veloce ed onda lenta. La velocità di fase dell'onda veloce è superiore alla velocità impressa al fascio elettronico dalla tensione continua, quella dell'onda lenta è più bassa. Nella normali valvole a campo vagante l'amplificazione nasce dalla azione reciproca fra l'onda elettromagnetica e l'onda di carica spaziale lenta.

In un amplificatore parametrico con onde di carica spaziale verrebbe utilizzata l'onda veloce. Tuttavia finora questo metodo non si è ancora affermato a causa del suo alto numero di rumore.

4. - L'AMPLIFICATORE ADLER

Nella fig. 3*b* è rappresentato la schema di un amplificatore parametrico a campo trasversale, l'amplificatore parametrico con sistema di pompaggio a quadripolo. Il fascio elettronico nel suo viaggio dal catodo di sinistra al raccoglitore di destra passa dapprima attraverso ad un accoppiatore di entrata al quale è applicata la frequenza del segnale. Viene poi il tratto amplificatore con il sistema a quadripolo per la frequenza di pompaggio ed infine l'accoppiatore di uscita dal quale si può prelevare la tensione di segnale amplificata. Tutto l'amplificatore si trova immerso in un campo magnetico costante avente le linee di forza parallele all'asse del fascio elettronico. Nell'accoppiatore di entrata la frequenza di segnale imprime agli elettroni un movimento ad elica; scegliendo apportunamente l'intensità del campo magnetico, si può ottenere che la frequenza del segnale sia uguale alla frequenza di ciclotrone degli elettroni. L'accoppiamento di entrata non ha però solo lo scopo di modulare il fascio elettronico con un'onda veloce alla frequenza del segnale, esso ha anche il compito di ridurre il rumore. Per quanto riguarda il segnale l'accoppiatore di entrata si comporta come modulatore, per il rumore si comporta invece come demodulatore.

Lo scambio di energia fra accoppiatore di entrata e fascio elettronico per quanto riguarda l'energia del segnale e del rumore corrisponde allo scambio di energia fra due linee accoppiate. Dimensionando opportunamente l'accoppiatore su un quarto di lunghezza d'onda si può trasmettere completamente l'energia da una linea all'altra e viceversa.

D'altra parte l'accoppiatore di entrata può essere considerato come un circuito a tre entrate. La prima entrata corrisponde al punto di entrata del fascio elettronico, la seconda al collegamento del segnale alle piastre dell'accoppiatore, la terza al punto di uscita del fascio elettronico. Il rumore dell'onda veloce viene quindi trasmesso dalla prima entrata, il fascio elettronico, alla seconda entrata, il circuito del segnale. Dalla altra parte l'energia del segnale fluisce dalla seconda entrata alla terza, cioè dalla piastra dell'accoppiatore di entrata al fascio elettronico. Con un accurato adattamento solo una minima parte del rumore viene riflessa dall'accoppiatore di entrata e ritrasmessa al fascio elettronico.

Alla fine dell'accoppiatore di entrata ciascun elettrone del fascio percorre una elica a raggio costante. Il punto fondamentale dell'amplificatore Adler consiste nell'aumento progressivo del raggio dell'elica ottenuto nel campo del quadripolo. Come è rappresentato schematicamente nella fig. 4 il campo di pompaggio del quadripolo dà origine ad una forza tangenziale applicata ai singoli elettroni nel loro movimento di rotazione. Ciò corrisponde ad un aumento dell'energia degli elettroni che si manifesta praticamente con un aumento del raggio di rotazione. Per ottenere una amplificazione lineare è necessario che l'aumento di energia sia proporzionale alla distanza degli elettroni dalla asse dell'elica. Un raggio non modulato deve rimanere non modulato anche dopo l'attraversamento del campo del quadripolo. Ciò significa che l'intensità del campo in corrispondenza dell'asse del fascio deve essere nulla.

Nella fig. 4 si era supposto che il fascio elettronico uscisse dal piano del disegno ed inoltre l'elettrone era stato disegnato in modo che, per quanto riguarda l'amplificazione, esso raggiungesse il campo del quadripolo con la fase ottima. Un elettrone che precedesse o seguisse l'elettrone segnato ad una distanza di 90° non riceverebbe alcuna accelerazione anzi verrebbe frenato. Ambedue gli effetti ossia l'accelerazione e quindi l'aumento del raggio e la decelerazione e quindi la diminuzione del raggiò variano in modo esponenziale lungo il campo del quadripolo. Con ciò si ottiene che l'effetto accelerante supera la decelerazione. Una condizione necessaria per ottenere l'amplificazione esponenziale è il sincronismo fra il campo magnetico ruotante del quadripolo e la frequenza di ciclotrone degli elettroni.

La struttura a quadripolo del campo richiede una frequenza di pompaggio esattamente uguale al doppio della frequenza di ciclotrone ossia al doppio della frequenza di segnale.

Dopo avere abbandonato il quadripolo gli elettroni arrivano all'accoppiamento di uscita nel quale viene loro sottratta la energia del segnale amplificata. Nella amplificatore a quadripolo gli accoppiatori di entrata e di uscita sono separati, perciò l'amplificatore a fascio elettronico non è un elemento reciproco.

5. - UN ESEMPIO

Quale esempio citiamo l'amplificatore a campo trasversale della casa inglese Electric Valve Co. Ltd. Questa valvola, la N1036, è costruita per una frequenza di segnale di 200 MHz. Essa lavora con una bassa tensione di radiazione (circa 6 V) ed una corrente di radiazione di circa 30 μA. La corrente catodica totale è meno di 5 mA e la massima tensione continua portata al sistema del fascio elettronico è 100 V. La frequenza di pompaggio, doppio della frequenza di segnale, è uguale a 400 MHz. Come potenza di pompaggio bastano alcuni mW. Il campo magnetico deve avere una intensità di 70 gauss. Con questi valori si ottiene una amplificazione di 20 dB con una larghezza di banda di 25 MHz. La massima potenza in uscita è limitata a 50 μW. Questa limitazione fissata dal dimensionamento dell'accoppiatore è interessante particolarmente nella tecnica radar come protezione per il successivo cristallo mescolatore.

Il fattore di rumore della N1036 vale circa 2 dB. Esso corrisponde ad una temperatura di rumore di circa 170 °K.

La temperatura di rumore di questa valvola si trova quindi al centro del campo che comprende le temperature di rumore degli amplificatori a quadripolo, campo che inizia a 80 °K e termine a circa 250 °K. Con gli amplificatori a diodo refrigerato si ottengono d'altronde delle temperature di rumore ancora minori, si possono infatti raggiungere anche temperature di soli 20-40 °K. Più giù ancora si può andare solo con il maser che ha una temperatura di rumore di pochi °K. *A*

dott. ing. Giuseppe Checchinato

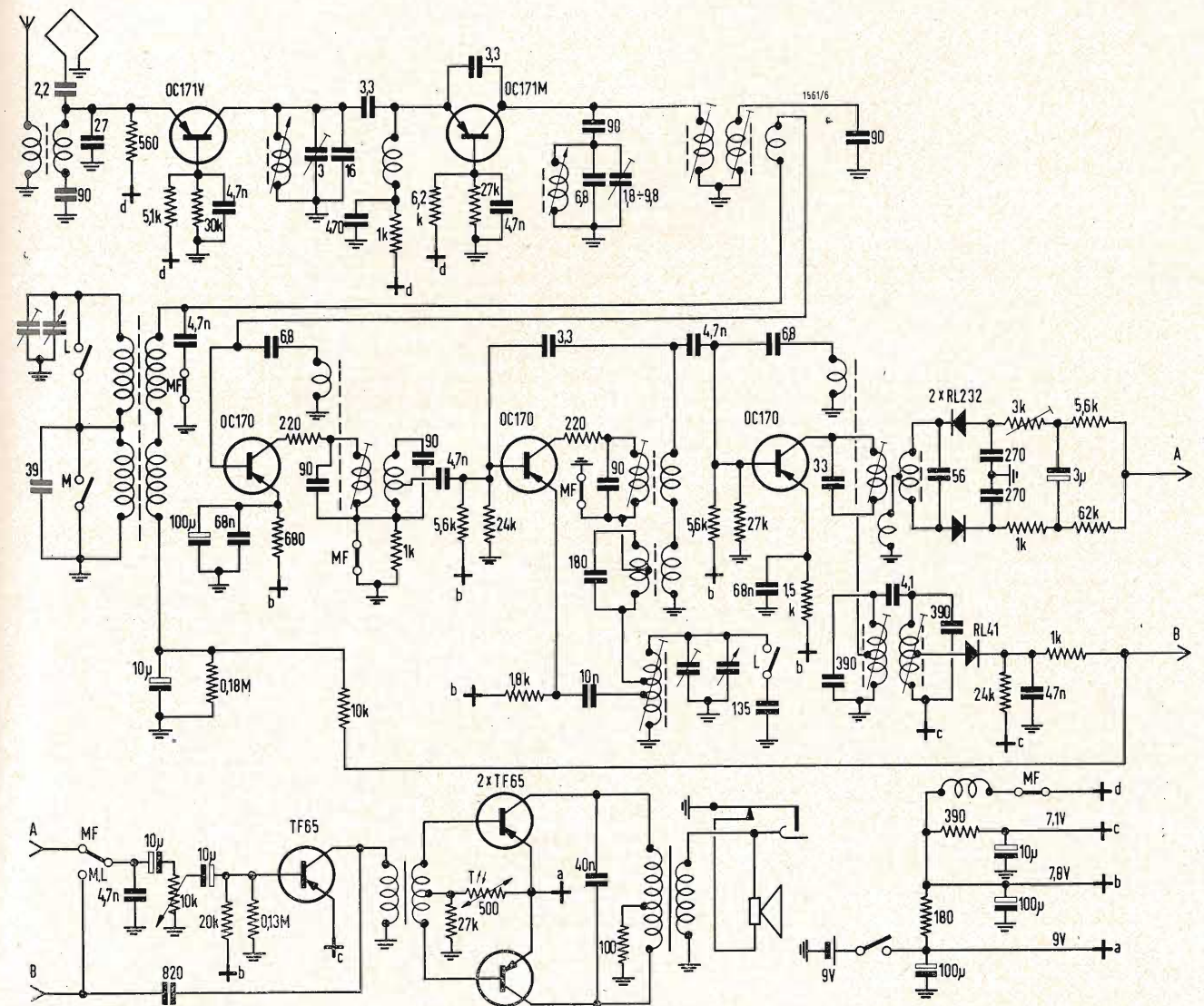
Qualche novità nel campo dei circuiti transistorizzati*

Panorama retrospettivo della produzione 1960 dell'industria elettronica tedesca: ricevitori tascabili con FM, amplificatori d'antenna, sintonizzatori FM automatici, ricevitori miniatura per telecomando.

(*) Rielaborato da notizie apparse su diversi fascicoli delle Riviste *Radio Mentor* e *Funkschau*.

1. - RICEVITORI TASCABILI CON MODULAZIONE DI FREQUENZA (VHF)

I due primi ricevitori tascabili con modulazione di frequenza apparsi in Germania sono l' « RT10 » della SIEMENS l'« UKW-Partner » della TELEFUNKEN. Ambedue i ricevitori sono equipaggiati con 8 transistori e 3 diodi, anche il volume occupato è quasi uguale: 675 cm³ nell'« RT10 » e 690 nell'« UKW-Partner » e pure i pesi totali comprensivi delle batterie sono molto simili: 540 g nell'« RT10 » e 660 g nell'« UKW-Partner ». Ambedue i ricevitori hanno in MF una media frequenza di 10,7 MHz e sono alimentati da una batteria mi-

Fig. 1 - Circuito del ricevitore tascabile RT10 della SIEMENS per la ricezione di onde medie (M) lunghe (L) e modulazione di frequenza (MF).

niatura da 9 V. In ambedue gli apparecchi è incorporata un'antenna in ferrite per la MA e la parte MA è equipaggiata con 5 circuiti. Infine ambedue gli apparecchi hanno un altoparlante da 70 mm ed una scala lineare lunga quanto la custodia.

Però oltre a queste uguaglianze c'è anche tutta una serie di differenze. L'« RT10 » della Siemens ha 11 circuiti MF e l'«UKW-Partner» della Telefunken ne ha solo 8. - La Siemens ha preferito un condensatore variabile in aria per la sintonizzazione in MA ed una sintonizzazione induttiva per la MF. La Telefunken impiega invece un condensatore variabile miniatura con dielettrico solido sia per la MA che per la MF. L'apparecchio della Telefunken è provvisto di una antenna telescopica per la MF, nell'« RT10 » è invece incorporata per lo stesso scopo un'antenna a telaio che serve per le stazioni vicine. Per le stazioni piu lontane si può utilizzare a casa la piccola antenna a dado che viene fornita come accessorio e fuori l'antenna a telaio incorporata nella cinghia di supporto. L'« UKW-Partner » ha solo le onde ultracorte e le onde medie, l'« RT10 » ha in più anche le onde lunghe. Per potere risparmiare un transistore, sui 9 normalmente necessari per apparecchi di questo tipo, la Siemens ha rinunciato ad uno stadio in bassa frequenza e la Telefunken allo stadio di preamplificazione delle onde ultracorte. Diverse sono anche le potenze nominali: 60 mW per la Siemens e 150 mW per la Telefunken.

Nella fig. 1 si vede il circuito dello « RT10 ». La parte VHF è equipaggiata con due transistori OC171, ambedue collegati con base a massa. La bobina di accoppiamento del secondo circuito del primo filtro di banda per media frequenza della MF porta da una parte alla base del primo OC170 e dall'altra parte alla bobina di accoppiamento sull'antenna in ferrite per la ricezione in MA. In questo modo è sufficiente un solo commutatore con il quale si pone a massa attraverso 4,7 nF la seconda estremità della bobina di accoppiamento in media frequenza. Durante la ricezione in MA viene interrotta l'alimentazione dei transistori della parte VHF. Ed infine sono necessarie due altre commutazioni nei circuiti di media frequenza dopo il primo ed il secondo OC170.

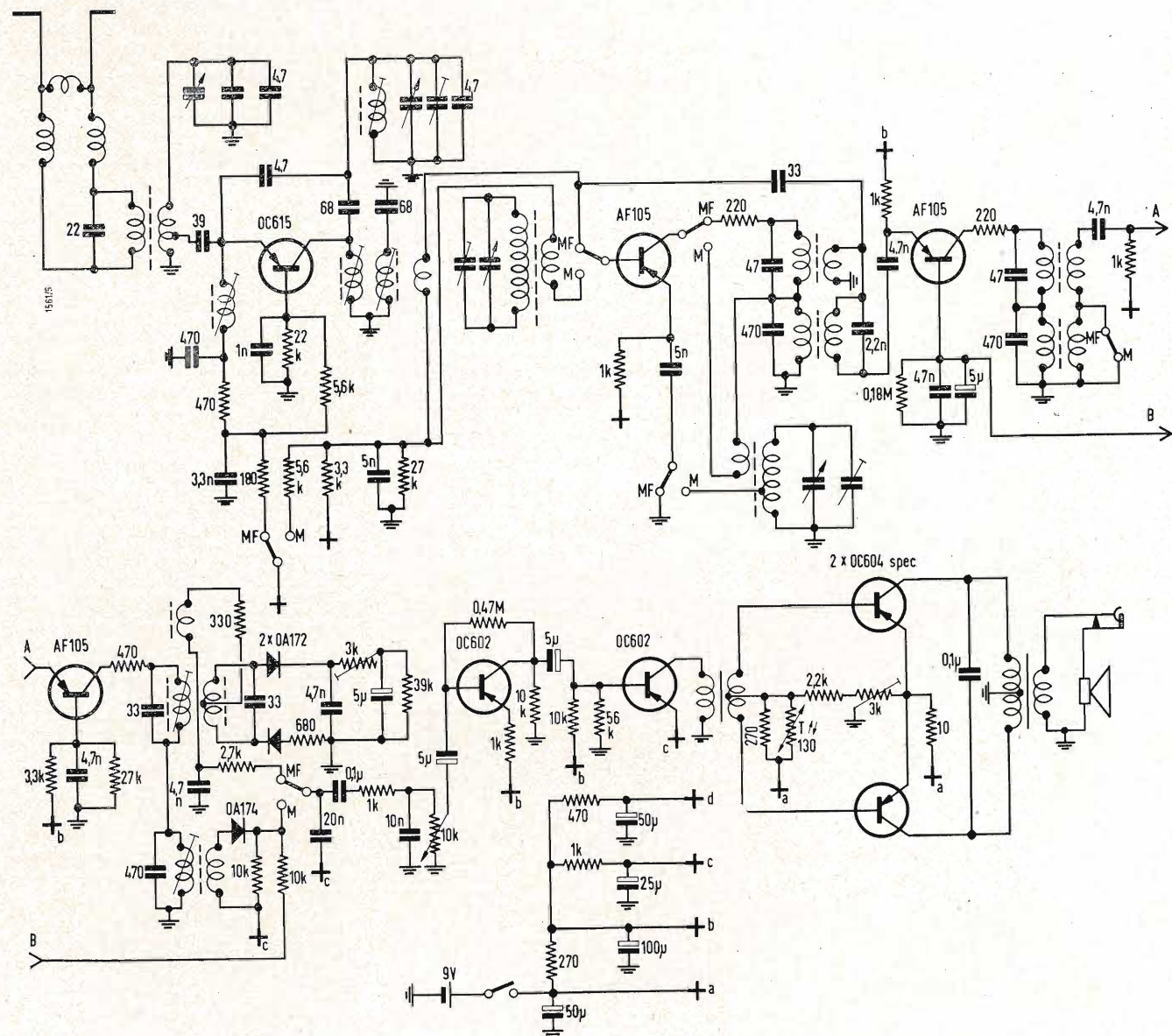



Fig. 2 - Circuito del ricevitore tascabile UKW - Partner della Telefunken per la ricezione di onde medie (M) e modulazione di frequenza (MF.)

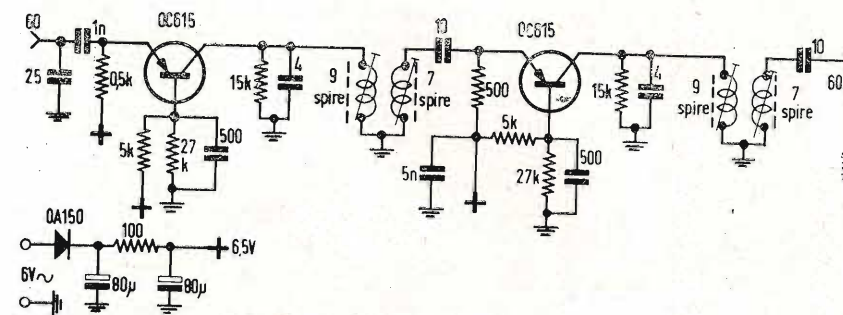



Fig. 3 - Amplificatore di antenna per la I gamma TV della Wisi.

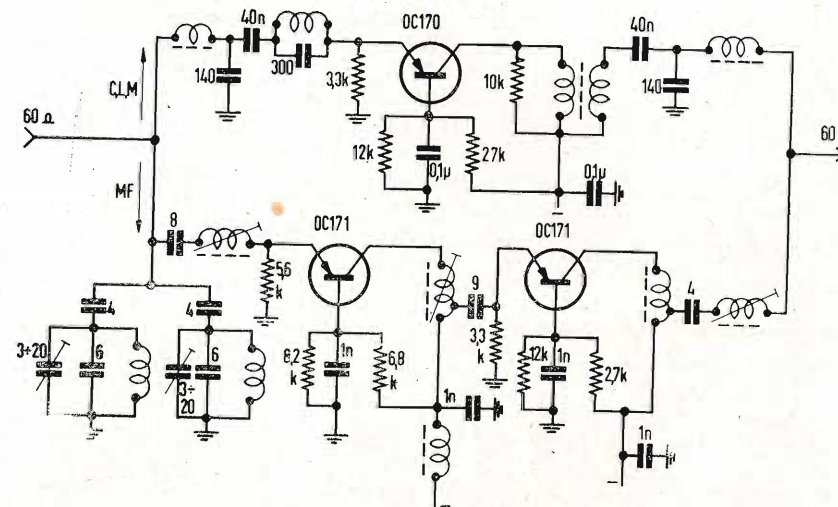



Fig. 4 - Amplificatore di antenna per onde lunghe, medie, corte e modulazione di frequenza della Kathrein.

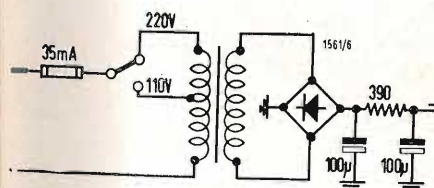



Fig. 4b - Alimentatore per l'amplificatore di antenna di fig. 4.

Tutti e tre gli stadi di amplificazione in media frequenza lavorano con emettitore a massa neutralizzato. Con la ricezione MA il primo viene utilizzato come preamplificatore aperiodico ed il secondo come mescolatore auto-oscillante. Il filtro di banda per MA dopo l'ultimo stadio in media frequenza viene accoppiato capacitativamente con 4,1 pF.

Lo stadio preamplificatore in MA viene regolato direttamente dal diodo demodulatore senza interposizione di amplificatori di regolazione. Dopo la media frequenza si trovano due stadi in bassa frequenza, il primo equipaggiato con un TF65 ed il secondo con due TF65 in controfase. L'« RT10 » assorbe dalla batteria in condizione di riposo una corrente di circa 7,5 mA.

La parte in VHF dell'« UKW-Partner » (fig. 2) è equipaggiata con un solo transistore, OC615 con base a massa che funziona come convertitore autooscillante. Nel transistore seguente AF105, per il passaggio della MF alla MA, si commutano tutti e tre gli elettrodi.

Inoltre si interrompe l'alimentazione dello stadio VHF. Ed infine si è previsto un commutatore di gamma anche sulla bobina di accoppiamento del circuito media frequenza in MA dopo il secondo AF105. Dei tre transistori per la media frequenza per la MF il primo lavora con l'emettitore a massa e gli altri due con la base a massa anche per la MA. Il primo transistore si comporta inoltre come convertitore autooscillante in MA. La regolazione automatica del volume viene effettuata sul secondo AF105 ossia sul primo stadio di media frequenza in MA, anche in questo caso senza amplificatore di regolazione.

La parte in bassa frequenza del Partner è equipaggiata con tre stadi: i primi due con transistori OC62 ed il finale con due OC604 spec. che possono dare una potenza in uscita di 150 mW. La corrente assorbita in condizioni di riposo è di circa 10 mA.

2. - AMPLIFICATORI DI ANTENNA

La fig. 3 illustra il circuito dell'amplificatore di antenna per la I banda televisiva della Wisi. Esso è equipaggiato con due transistori OC615 collegati con base a massa. Con una larghezza di banda di 7 MHz ed un numero di rumore massimo di 7 kT_0 si ha una amplificazione di 26 dB. Se la tensione in uscita è di 100 mV, corrispondente a5 mV in entrata, si ha una attenuazione della frequenza immagine di 40 dB. L'entrata e l'uscita dell'amplificatore sono adattate per l'impedenza del cavo coassiale da 60 Ω. L'amplificatore può essere sintonizzato su qualsiasi canale

della I banda per mezzo delle sue induttanze variabili. Poichè l'assorbimento di corrente è di soli 3 mA con 6,5 V, l'alimentazione può essere ottenuta con il raddrizzatore incorporato partendo dalla tensione di filamento dell'amplificatore a valvola.

La fig. 4 illustra l'amplificatore di antenna della KATHREIN che serve per tutte e quattro le gamme radio. Esso è costituito da due amplificatori in parallelo, uno per le onde lunghe, medie e corte ed uno per le modulazione di frequenza. Il canale per la MA è equipaggiato con un OC170 ed il canale per la MF con due OC171. Per evitare i disturbi, che possono essere provocati da potenti trasmettitori MF locali, si sono previsti in entrata due circuiti di blocco per MF sintonizzabili.

L'amplificazione ottenuta nelle onde medie e lunghe è di circa 17 dB, nelle onde corte di circa 10 dB e di 26 dB in modulazione di frequenza. Il numero di rumore in quest'ultimo caso è di 6 ÷ 7 kT_0. Anche in questo amplificatore l'entrata e l'uscita hanno delle impedenze adattate per il cavo coassiale da 60 Ω. La massima tensione in uscita vale 0,2 V. L'alimentazione è derivata da un circuito incorporato alimentato con la tensione di rete a 220 V. L'assorbimento totale di potenza è di 1 W.

3. - SINTONIZZATORE PER MODULAZIONE DI FREQUENZA CON SINTONIZZAZIONE FINE AUTOMATICA

La fig. 5 mostra il circuito di un sintonizzatore a transistore per modulazione di frequenza, particolarmente adatto per ricevitori portatili e autoradio, della ditta IULIUS KARL GÖRLER. Il sintonizzatore vero e proprio è equipaggiato con due transistori OC171: uno preamplificatore ed uno mescolatore autoscillante. Il circuito in entrata è a larga banda, il circuito intermedio e quello dell'oscillatore vengono sintonizzati induttivamente. I divisori di tensione resistivi per la messa a punto delle tensioni di base dei due transistori non sono compresi nel complesso del sintonizzatore, disponendo delle opportune resistenze esterne si può quindi adattare il sintonizzatore a qualsias tensione di alimentazione, per esempio 6, 9 o 12 V. I valori indicati nella figur si riferiscono ad una tensione di ali mentazione di 9 V.

Il sintonizzatore porta anche delle en trate per le regolazioni automatich di volume e di sintonizzazione fine, l prima agisce sulla base del primo tra sistore e la seconda sulla base del se condo transistore.

Fig. 5 - Sintonizzatore per modulazione di frequenza della GÖRLER con sintonizzazione fin automatica.

Nella parte destra del circuito è indicato come si possono ricavare le due tensioni di regolazione del circuito di media frequenza e dal demodulatore a rapporto del ricevitore completo.

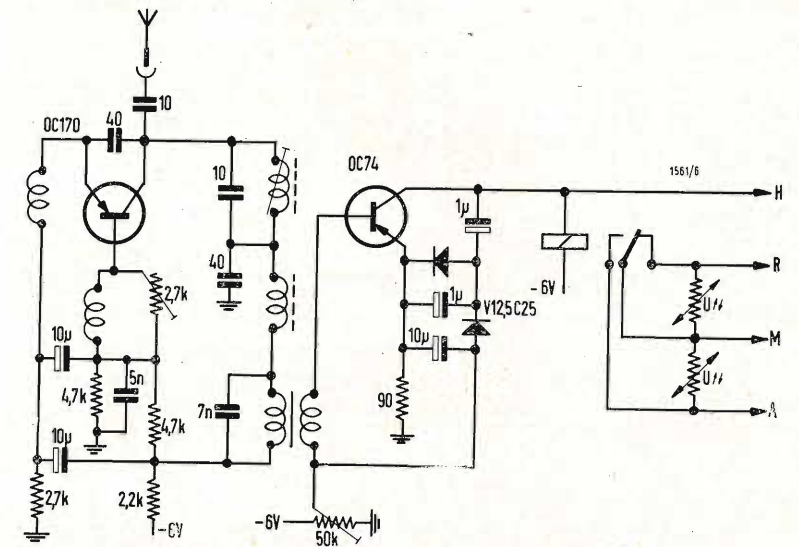



Fig. 6 - Ricevitore Baby della METZ per modelli radiocomandati.

Per la generazione della tensione per la regolazione automatica di volume si impiega un diodo, accoppiato capacitativamente all'ultimo stadio di media frequenza, che serve anche come limitatore in ampiezza. La tensione continua ottenuta da questo diodo viene applicata alla base del primo transistore di media frequenza che viene quindi impiegato anche come amplificatore di regolazione. La tensione di regolazione per la base del preamplificatore in alta frequenza viene derivata ai capi della resistenza da 1 kΩ inserita nel circuito di emettitore di questo transistore.

Senza segnale la corrente di collettore del preamplificatore vale circa 1,5 mA; questo valore può essere regolato agendo sulla tensione di emettitore del primo transistore in media frequenza per mezzo del potenziometro da 10 kΩ. Per ottenere una regolazione di amplificazione con un fattore 100 occorre una tensione di circa 1 V.

La tensione di regolazione per la sintonizzazione automatica fine viene derivata dal demodulatore a rapporto. Per non caricare troppo quest'ultimo si è previsto anche in questo caso un amplificatore di regolazione che nel circuito è stato rappresentato come un transistore collegato con collettore a massa. La tensione di regolazione viene derivata dall'emettitore e dopo un filtraggio viene portata alla base del transistore oscillatore.

Questa regolazione di frequenza ottenuta senza elementi aggiuntivi è possibile solo per merito dell'alta resistenza di emettitore del transistore oscillatore. Si può quindi controllare, agendo sulla base, la capacità collettore/base e perciò variare la frequenza di risonanza del circuito oscillante. Le variazioni della tensione di alimentazione non influenzano la stabilità dell'oscillatore, perchè il loro effetto viene ridotto dalla alta resistenza di emettitore.

Anche per la sintonizzazione automatica si può risparmiare il transistore aggiuntivo; si può infatti utilizzare come amplificatore di regolazione il primo transistore della bassa frequenza. Ciò comporta un accoppiamento di corrente fra questo transistore ed il demodulatore a rapporto ed una regolazione di amplificazione nel circuito di collettore del primo stadio in bassa frequenza. In ogni caso si deve avere una resistenza regolabile per la messa a punto della tensione base per la regolazione della frequenza. Nel caso attuale questa resistenza è costituita dal potenziometro da 10 kΩ collegato fra 9 V e massa.

4. - RICEVITORE MINIATURA PER RADIOCOMANDO

La METZ, che costruisce già da tempo un impianto completo per il telecomando di modelli auto, aerei e marini, presenta nella fig. 6 una esecuzione semplificata del ricevitore.

Anche questo ricevitore Baby funziona, come il suo fratello maggiore, come ricevitore A2, quindi il rele non può eccitarsi senza segnale in entrata. Con ciò si ottiene un'ottima sicurezza di funzionamento, utile soprattutto nel comando degli aeromodelli.

Lo stadio di entrata equipaggiato con un transistore OC170 funziona come un audion oscillante e è perfettamente uguale anche nei minimi particolari allo stadio di entrata del più grosso ricevitore normale. Lo stadio finale equipaggiato con un OC74 lavora come circuito reflex. Sulla base del transistore viene applicata la frequenza di segnale demodulata che arriva attraverso il trasformatore per la bassa frequenza. Per l'amplificazione della bassa frequenza serve come carico l'induttanza della bobina del relè. La bassa frequenza, amplificata viene poi passata attraverso un condensatore da 1 μF ad un raddrizzatore a duplicazione di tensione. Con la tensione raddrizzata si comanda la base dell'OC74. Perciò all'arrivo di un segnale in bassa frequenza aumenta la corrente continua di collettore che fa attirare il relè. Il punto di lavoro dello stadio finale può essere regolato per mezzo del potenziometro da 50 kΩ. La resistenza da 90 Ω sull'emettitore provoca una controreazione stabilizzante.

Il relè tipo miniatura è provvisto di contatti a filo: per lo spegnimento dell'arco si sono poste in parallelo ai contatti delle resistenze dipendenti dalla tensione. La tensione in bassa frequenza amplificata viene portata attraverso 3,3 kΩ al contatto *H*, al quale si può collegare il dispositivo ausiliario di ascolto.

La tensione nominale di alimentazione è di 6 V, però il ricevitore Baby funziona regolarmente anche con tensioni comprese fra 5,5 e 7 V. L'assorbimento di corrente a segnale zero è di 5 mA, con il relè attratto l'assorbimento aumenta a 25 mA. Con il ricevitore Baby si possono coprire distanze di 700-1000 m che sono sufficienti anche per i modelli più grossi.

A.

dott. ing. Ferruccio Bebber

Come funziona il diodo « tunnel »*

Il diodo tunnel è un nuovo sistema oscillatore o amplificatore a semiconduttori. Nel diodo tunnel un aumento della tensione nel senzo diretto provoca, in certe condizioni, una diminuzione della corrente, ciò significa che esso presenta una resistenza negativa. È questo l'effetto scoperto dal fisico giapponese Leo Esaki.

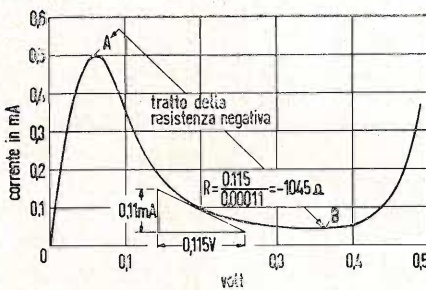



Fig. 1 - Curva caratteristica di un tipico diodo tunnel al germanio.

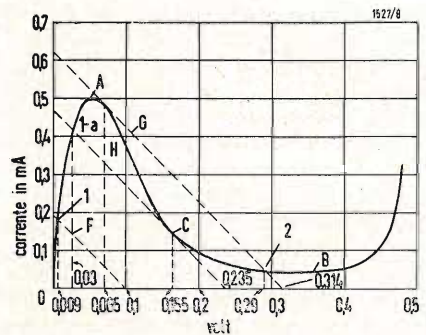



Fig. 2 - Curva caratteristica del diodo tunnel e curve di carico per una resistenza da 500 inserita nel circuito di fig. 3.

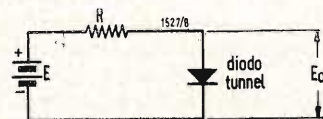



Fig. 3 - Circuito fondamentale del diodo tunnel.

IL DIODO « TUNNEL », scoperto nel 1958 da uno scienziato giapponese, il dr. Leo Esaki, è un semiconduttore completamente nuovo. È come un diodo perchè ha due terminali ed è come un transistore perchè si presta per l'amplificazione di potenza.

Anche se l'abbiamo paragonato ad un transistore, il diodo « tunnel » funziona in base ad un principio differente ed offre dei vantaggi che i transistori non hanno, in particolare: dimensioni ridottissime, velocità estrema e stabilità in condizioni di temperatura variabili.

È un nuovo elemento, che impiegato in un circuito adatto può funzionare come commutatore, come amplificatore e come oscillatore. Il nuovo diodo ben si adatta all'impiego come oscillatore od amplificatore nel campo delle microonde; inoltre alle frequenze più basse con l'uso del diodo « tunnel » si possono ottenere dei circuiti più semplici, più ridotti oppure più efficienti di quelli realizzati con valvole o transistori. Vediamo ora come è questo diodo e come può essere impiegato in alcune differenti applicazioni.

Questo nuovo semiconduttore deriva il proprio nome dal principio denominato *quantum-mechanical tunneling* (per ora di interesse puramente teorico), che spiega il processo di migrazione delle cariche elettriche entro il semiconduttore. Questo *tunnel effect* assieme al fatto che l'elemento è costituito da una giunzione *p-n*; compresa tra due regioni di materiale semiconduttore fortemente impuro, ha portato al nome di « diodo tunnel ».

1. - RESISTENZA NEGATIVA

Nel diodo in questione la proprietà caratteristica dovuta al « tunnel effect » è la resistenza negativa, che si presenta in una certa porzione del suo campo di funzionamento. Una resistenza negativa può essere definita come un elemento di circuito, in cui la corrente diminuisce all'aumentare della tensione (o viceversa). Questa proprietà di una resistenza negativa risulta dalla fig. 1, che rappresenta la caratteristica corrente-tensione (a temperatura ambiente) di un tipico diodo tunnel al germanio. La regione in cui la resistenza è negativa è compresa tra i punti *A* e *B*.

La pendenza della curva, in ogni suo punto, dà il valore della resistenza del diodo in quel punto di funzionamento.

Se in un punto della curva la tangente fosse verticale, per esempio, significherebbe che in quel punto la resistenza è nulla, mentre un punto con tangente orizzontale significherebbe resistenza infinita. Inoltre, in quel tratto della curva i cui punti presentano una tangente inclinata a destra, si ha una resistenza positiva, mentre nel tratto i cui punti hanno una tangente inclinata a sinistra, si ha una resistenza negativa. Un esame della curva in fig. 1 indica che il tratto da *O* ad *A* presenta una resistenza positiva, quello da *A* a *B* una resistenza negativa ed il tratto dopo *B* una resistenza di nuovo positiva. La caratteristica corrente-tensione del diodo tunnel presenta quindi una regione di resistenza negativa, compresa fra due regioni a resistenza positiva. Il materiale semiconduttore impiegato nel nuovo diodo è caricato di impurità molto più di quello usato per i transistori; è quasi metallico è non è necessario un sigillo ermetico per proteggerlo da eventuali contaminazioni di superficie e dalla penetrazione di umidità.

La giunzione *p-n*, che si forma tra un corpo di materiale semiconduttore di conduttività del tipo *p* ed un corpo di conduttività del tipo *n* entrambi fortemente drogati, è sottilissima: circa un milionesimo di pollice o meno. È questa combinazione che, assieme ad un appropriata polarizzazione, permette il flusso di una corrente nei « tunnel » e provoca una resistenza negativa. Tutto ciò che per ora ci interessa di sapere riguardo a questa corrente è che il suo tempo di transito è così breve da non influenzare la frequenza massima di funzionamento del diodo. Questa frequenza limite dipende dalla capacità della

(*) Rielaborato da: WATTERS, R. L., CLAEYS, J. V., The tunnel diode story, *Radio-electronics*, luglio 1960, pag. 26. Per altre notizie di carattere generale si rinvia pure a: BALDAN, G., Il diodo tunnel e le sue applicazioni, *l'antenna*, febbraio 1960, pag. 62.

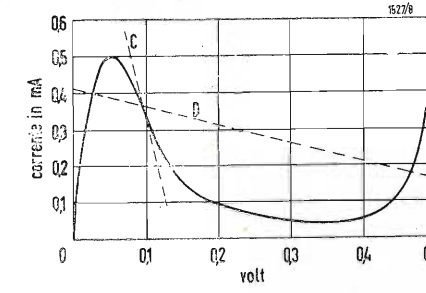



Fig. 4 - Curva caratteristica di diodo tunnel e linee di carico con possibilità di commutazione.

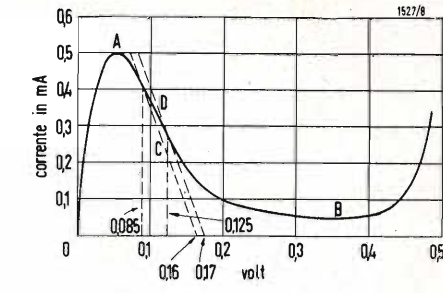



Fig. 5 - Curva caratteristica e linee di carico che illustrano la proprietà amplificatrice del diodo.

giunzione, dalla resistenza negativa dell'insieme e dalla resistenza del materiale di cui è fatto il diodo.

Recentemente è stato prodotto un diodo che può oscillare fino a 10.000 MHz. Tuttavia, con i materiali noti, la frequenza limite calcolata di oscillazione s'aggira dai 20.000 ai 30.000 MHz.

Vediamo ora come si può impiegare il diodo tunnel in un circuito. La chiave per la soluzione del problema è costituita dalla caratteristica corrente-tensione illustrata in fig. 1. La pendenza della curva in ogni suo punto, rappresenta il valore della resistenza del diodo in quel punto. Ad es.: nel punto *D* della curva la resistenza è — 0,115/0,00011 — 1045 Ω. Si noti ancora che fra i punti *A* e *B* la resistenza è negativa, cioè la corrente diminuisce al crescere della tensione. Nei punti *A* e *B* la resistenza è elevatissima; infatti in prossimità dei punti suddetti, come si può vedere dalla curva, la variazione di corrente, al variare della tensione, è pressochè nulla.

La posizione dei punti *A* e *B* della curva è determinata principalmente dalla natura del materiale semiconduttore, con cui è fatto il diodo. Per il germanio il punto *A* corrisponde ad una tensione di circa 0,05 V il punto *B* a circa 0,3 V. Per il silicio i punti *A* e *B* sono a 0,07 e a 0,4 V rispettivamente. Altri materiali presentano valori leggermente differenti, tutti però compresi entro 1 V.

2. - PROPRIETA' CARATTERISTICHE

Per comprendere bene l'impiego del diodo tunnel nelle varie disposizioni di circuito, è opportuno analizzare dapprima alcune sue proprietà. È utile perciò riferirsi alla disposizione di circuito in serie di fig. 3 ed esamineremo il comportamento del diodo in base alla figura 2.

In fig. 2 è indicata la caratteristica corrente-tensione di un tipico diodo-tunnel. La curva indica la corrente che percorre il diodo in funzione della tensione E_o applicata ai suoi terminali. Poichè il circuito in fig. 3 è un semplice circuito di elementi in serie, la tensione E_o è in ogni istante uguale alla tensione *E* della batteria meno la caduta di tensione nella resistenza *R*. È utile conoscere la corrente che percorre la resistenza *R* in relazione alla caduta di tensione da essa provocata. La linea di carico *F* in fig. 2 sta proprio ad indicare questa relazione. La intersezione della linea *F* con l'asse delle tensioni dà il valore della tensione *E* della batteria, mentre la sua intersezione con la curva caratteristica del diodo dà la tensione E_o.

La linea di carico *F* può essere impiegata per rappresentare la resistenza *R* del circuito di fig. 3. Poichè la pendenza di questa linea è negativa, può sembrare a prima vista che la corrente diminuisca all'aumentare della tensione, ma si deve tener presente che la linea di carico *F* non indica la corrente che percorre la resistenza in fuazione della tensione ai suoi terminali, bensì in funzione della differenza tra la tensione di batteria e la caduta di tensione nella resistenza. Per questa ragione la pendenza negativa della linea ai carico non va confusa con il tratto a pendenza negativa (*A-B*) della caratteristica del diodo.

La pendenza della linea di carico *F* è determinata dalla resistenza *R*, cosicchè avendo disegnata una particolare linea di carico sopra la caratteristica del diodo, si può facilmente stabilire il valore della resistenza che corrisponde a quella linea.

Per es.: la resistenza corrispondente alla linea di carico *F* di fig. 2 è:

$$\frac{0,1}{-0,0002} = -500\ \Omega.$$

Sempre per la curva di carico *F*, si ha $E_o = 0,009$ V, $E = 0,1$ V e la corrente è di 0,18 mA. Perciò, con i suddetti valori, il punto di funzionamento del diodo (nel circuito di fig. 3) starà in 1 della fig. 2.

È da notare che la resistenza *R* del circuito determina solo la pendenza della linea di carico, la cui posizione è invece determinata dalla tensione di batteria; variando il valore di questa ultima, la retta di carico si sposta rispetto alla caratteristica del diodo.

In particolare, se si aumenta la tensione di batteria la retta di carico si sposta parallelamente a se stessa verso l'alto, fino ad intersecare la caratteristica del diodo nel punto *A* per cui si ha un determinato valore E_o. Dopodichè aumentando la tensione di batteria (linea di carico *G*) il punto di intersezione (e quindi anche E_o) si sposta immediatamente in 2 tra *B* e *C*.

In corrispondenza del punto 2 si ha un valore della tensione E_o molto più elevato. Se ora diminuiamo la tensione *E* della batteria di alimentazione, la linea di carico e il suo punto di intersezione si sposteranno fino a raggiungere il punto *C*; dopodichè, procedendo ancora nello stesso senso il punto di intersezione immediatamente si porterà in *1-a* sulla linea di carico *H* per un valore della tensione E_o molto minore.

Si noti che la pendenza della retta di carico rimane costante avendo fissato il valore della resistenza a 500 Ω; ciò che cambia, al variare della tensione di batteria, è il suo punto d'intersezione con l'asse delle tensioni. Le linee *G* e *H* mostrano che nei punti di commutazione (cioè nei punti in cui nel diodo si ha un brusco passaggio dallo stato di bassa conduzione a quello di conduzione elevata e viceversa) le tensioni di batteria sono rispettivamente di 0,314 e di 0,235 V. Questo significa che mentre si aumentava la tensione *E* di batteria fino a 0,314 V, la tensione E_o aumentava pressochè in proporzione fino a 0,065 V e poi immediatamente si portava a 0,29 V. Riducendo poi la tensione di batteria fino a 0,235 V. E_o scatta immediatamente dal valore di 0,155 a 0,03 V. Cioè noi vediamo che in prossimità dei punti di commutazione *A* e *C*, una piccola variazione della tensione di alimentazione provoca una variazione re-

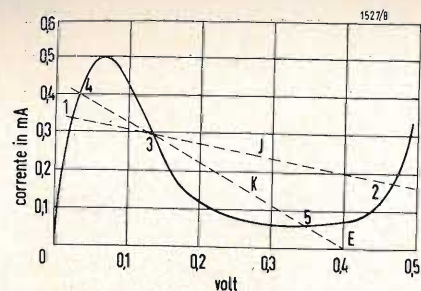



Fig. 6 - Circuito oscillatore con il diodo tunnel. I valori sono dati per un funzionamento a 100 MHz. Il complesso può esser modulato in frequenza da una coppia inserita ai capi di R_2.

Fig. 7 - Curva caratteristica e linee di carico che illustrano il funzionamento come oscillatore.

lativamente grande della tensione ai capi del diodo. Questa proprietà del diodo ci indica chiaramente una delle possibilità di utilizzazione.

3. - COMMUTAZIONE

La linea di carico J in fig. 4 (usando sempre un circuito come quello di fig. 3) rappresenta un valore di resistenza della R molto più elevato. della resistenza negativa del diodo. Si può notare che questa linea di carico taglia la caratteristica in entrambe le regioni positive. Perciò esistono *due* punti stabili di lavoro per un determinato valore della tensione E di batteria. La caduta di tebsione attraverso il diodo può essere quella corrispondente al punto 1 o quella corrispondente al punto 2.

Per dimostrare che solo i punti 1 e 2 sono stabili, si esamini la fig. 4 e la linea di carico J. Immaginiamo per un momento che la corrente e la tensione abbiano valori corrispondenti al punto 3. Se per una ragione qualunque (movimento di elettroni, riscaldamento o altro) si ha un piccolo aumento della corrente, allora, come possiamo vedere dalla curva caratteristica, si deve avere una diminuzione della tensione ai capi del diodo. Se questo succede, dall'esame del circuito di fig. 3 risulta che è disponibile una maggior tensione per la resistenza R e quindi si ha un maggior passaggio di corrente nella resistenza e nel diodo. Ma questo, come abbiamo detto, provoca una ulteriore diminuzione della tensione ai capi del diodo e così il processo continua fimo a che si raggiunge il punto 1.

Qui siamo in condizioni di stabilità, perchè un eventuale aumento di corrente provoca un aumento della caduta di tensione nel diodo. L'unico modo per cui possa aumentare la tensione ai capi del diodo è che essa diminuisce ai capi della resistenza; ciò è possibile solo se la corrente diminuisce quindi si ritorna ben presto alla condizione iniziale.

Se ora, essendo il diodo nelle condizioni di funzionamento del punto 3, immaginiamo che la corrente, per un motivo qualunque, diminuisca lievemente il diodo si porta immediatamente nelle condizioni del punto 2, come si può comprendere facilmente con considerazioni analoghe a quelle fatte per il passaggio dal punto 3 al punto 1. Il punto 2 è dunque un altro punto di funzionamento stabile.

Tutto questo ci indica che è possibile realizzare un circuito la cui impedenza può essere fatta variare senza variare gli elementi di circuito. Per esempio, quando il diodo funziona nelle condizioni del punto 1 è in uno stato di bassa impedenza e quindi può essere percorso da una corrente relativamente grande; quando invece funziona nelle condizioni del punto 2, il diodo presenta una impedenza elevata e la corrente che lo percorre è limitata ad un valore relativamente basso. Ciò risulta evidente se si sceglie una linea di carico opportuna come la K. In questo caso la corrente nel punto 4 della linea K, per un diodo al germanio di corrente massima 0,5 mA, è di 0,3 mA; la pendenza della curva in quel punto indica una impedenza di circa 150 Ω. Invece nel punto 5 la corrente è di 0,055 ma l'impedenza è molto elevata.

Il diodo può essere quindi impiegato per operare la commutazione, da un determinato valore ad un altro, di impedenza, di correnti e di tensioni. Quando si voglia impiegare il diodo tunnel come amplificatore o come oscillatore, occorre evitare che esso commuti cioè che scatti da una all'altra delle due condizioni di stabilità.

Per fare ciò, è necessario che il valore della resistenza R sia minore del valore della resistenza negativa del diodo, come si può rilevare dall'esame della curva caratteristica del diodo. Cioè la linea di carico, determinata dal valore della resistenza R, deve avere una pendenza maggiore (più verticale) della pendenza della curva nel tratto A-B di resistenza negativa (fig. 1).

Una tale linea di carico è indicata in fig. 5 dalla retta C, che ha un solo punto di intersezione con la caratteristica del diodo. La pendenza del tratto A-B per un tipico diodo tunnel al germanio, che abbia una corrente massima nel punto A di circa 1 mA, è pressochè uguale a — 100 e perciò la sua resistenza negativa è 100 Ω.

Se ora prendiamo un diodo tunnel con un'area di giunzione 10 volte maggiore (cosicchè la corrente massima sale a 10 mA) troviamo che la pendenza del tratto A-B aumenta e la resistenza negativa si riduce a soli 10 Ω. Da ciò possiamo dedurre che all'aumentare della corrente massima del diodo, la resistenza R deve diminuire se si vuole evitare che il diodo commuti.

4. - AMPLIFICAZIONE

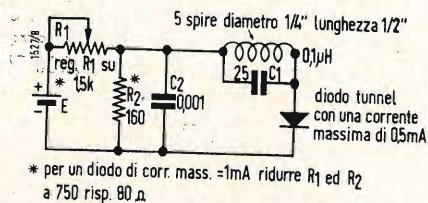
Riferiamoci ancora alla fig. 3 e supponiamo che la linea di carico sia la retta C di fig. 5, per cui l'intersezione tra la caratteristica e la linea di carico è in un punto compreso tra A e B. Il diodo presenta quindi una resistenza negativa, che indichiamo con ($-R_0$).

Allora:

$$e_0 = \frac{e\,(-R_0)}{R + (-R_0)} \qquad (1)$$

e il guadagno è uguale a

$$\frac{e_0}{e} = \frac{-R_0}{R + (-R_0)} \qquad (2)$$

dove e indica una piccola tensione alternata in serie con la batteria ed e_0 è la tensione alternata che ne risulta ai capi del diodo.

Dall'equazione (2) si vede che il guadagno è 1 quando $R = 0$ e aumenta fortemente quando R s'avvicina a ($-R_0$). Questo è indicato graficamente in fig. 5. Le linee C e D corrispondono ad una resistenza R di 150 Ω e a tensioni di batteria di 0,01 V. Allo stesso tempo vediamo che la tensione ai capi del diodo è di 0,085 e 0,125 rispettivamente, cioè varia di 9,04 V. Perciò il guadagno è 0,04/0,01 = 4. Possiamo anche vedere che se la pendenza delle linee C e D s'avvicinasse maggiormente a quella del tratto A-B della caratteristica, il guadagno potrebbe essere maggiore. Consideriamo ora il circuito di fig. 6, il quale può funzionare da amplificatore o da oscillatore a seconda del valore della impedenza di risonanza del circuito L-C. Supponiamo che la resistenza R_1 sia regolata in modo che il diodo presenti una resistenza negativa $-R_0$, e che R_2 sia in valore assoluto più piccola di R_0 in modo da evitare la commutazione. Se l'impedenza di risonanza del circuito L-C è più grande di R_0, allora il circuito si comporterà da oscillatore, e invece l'impedenza di risonanza è minore di R_0 il circuito funzionerà come amplificatore.

La fig. 7 indica la caratteristica del diodo con la linea di carico C per la c.c., determinata dalle resistenze R_1 e R_2, e la linea di carico D per la c.a., dovuta alla impedenza di risonanza del circuito L-C, affinchè il circuito funzioni da oscillatore.

A questo proposito l'ampiezza dell'oscillazione aumenterà gradualmente fino a che la resistenza negativa media del diodo sarà uguale alla resistenza positiva del circuito oscillante alla frequenza di lavoro.

Il circuito indicato si può trasformare aggiungendo in serie al serbatoio dell'oscillatore un altro circuito risonante accordato su una frequenza diversa. Questo circuito « vede » una resistenza negativa. Se la sua impedenza di risonanza è leggermente minore della impedenza del serbatoio dell'oscillatore esso si comporterà da amplificatore per questa nuova frequenza. Si può aggiungere un altro circuito accordato e impiegarlo allo stesso modo come amplificatore. Come esempio si può citare la realizzazione di un circuito con un solo diodo, che funzionava da amplificatore RF (100 MHz), da oscillatore (110 MHz) e da mescolatore ed amplificatore IF (100 MHz). Alcune delle applicazioni del diodo che hanno avuto successo sono: oscillatori al quarzo, utilizzanti la risonanza serie o parallelo del cristallo, oscillatori modulati in frequenza; divisori rigeneratori di frequenza; contatori, elementi logici, amplificatori e combinazioni di amplificatori-oscillatori. La lista è in continuo aumento.

A.

Inventata una macchina per fotografare i raggi cosmici

Un gruppo di scienziati della Westinghouse Electric Corporation ha realizzato una macchina che è in grado di fotografare i raggi cosmici, le particelle nucleari maggiormente dotate di energia tra quelle esistenti in natura e le più veloci dopo la luce.

I raggi ad elevata energia provenienti dallo spazio intersiderale vengono fatti passare attraverso un cristallo, dove le deboli tracce che lasciano sono rivelate dalla macchina fotografica. Il nocciolo della macchina è costituito dall'« astracon », una valvola elettronica di recente realizzazione, che può amplificare la luce diverse migliaia di volte. Questo nuovo dispositivo, ideato della Westinghouse per conto della Commissione americana per l'Energia Atomica e del Corpo del Genio Collegamenti, potrà essere utilizzato vantaggiosamente anche nelle ricerche di fisica nucleare, negli impianti di comunicazione, nelle fotografie e nell'astronomia.

Per i fisici nucleari impegnati nelle ricerche sulle particelle nucleari, la macchina rappresenta uno strumento che potrà integrare gli apparati sinora impiegati, come la camera a bolle di Glaser e la camera a nebbia di Wilson.

Nelle ricerche sui raggi cosmici, l'apporto della nuova macchina fotografica sarà importantissimo. Essa potrebbe trovare la conferma per la teoria secondo cui i raggi cosmici, originati dalle esplosioni nucleari di stelle in via di estinzione, sono scagliati nello spazio a velocità prossime alla velocità della luce.

Come è noto, con le macchine fotografiche ordinarie non si può fissare l'immagine delle debolissime tracce luminose, dato che attraversano l'obiettivo in circa un miliardesimo di secondo. È appunto per amplificare le tracce che si ricorre all'impiego dell'« astracon »; questo riprende le particelle della luce (o fotoni) e le utilizza per liberare elettroni, che a loro volta sono accelerati e guidati verso una serie di sottili pellicole sensibili alla luce. La valvola elettronica conferisce ad un fotone un valore equivalente a 10 mila di queste particelle, garantendo una brillantezza adeguata per le macchine fotografiche.

La macchina ad « astracon », compresi gli obiettivi, il magnete focalizzatore e la fonte di elettricità, ha le dimensioni di una scatola da scarpe. La valvola « astracon » ha un diametro di soli 10 cm ed una lunghezza di 15 cm.

(u.s.)

I. G. B.

Transistori a giunzione unica*

Si presentano le caratteristiche e le possibilità d'impiego di una serie di transistori fabbricati attualmente dalla G. E. Co. e noti anche con il nome di diodi a base doppia.

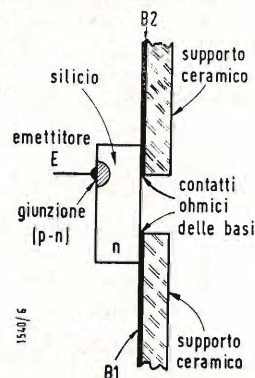



Fig. 1 - Costituzione interna del transistore a giunzione unica.

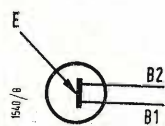



Fig. 2 - Negli schemi, il transistore a giunzione unica è generalmente rappresentato con questo simbolo.

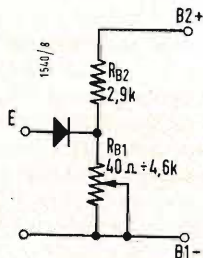



Fig. 3 - Lo schema equivalente del transistore a giunzione unica mostra anche una resistenza R_{C1} il cui valore diminuisce all'aumentare della corrente di emettitore.

(*) Rielaborato da H. S., Transistors à Jonction Unique, *Electronique Industrielle*, settembre 1960, pag. 265.

CON L'ESPRESSIONE *thyratron solidi* si intendono normalmente dei semiconduttori a tre giunzioni con o senza elettrodo di comando. Esiste però un altro tipo di semiconduttore che si può pure classificare in questa categoria. Si tratta dei transistori a giunzione unica chiamati qualche volta anche «diodi a base doppia». Fra questi due elementi di commutazione esistono delle importanti differenze tecnologiche.

Per quanto riguarda le applicazioni conviene ricordare che il triodo a giunzione unica è, come dice il suo nome, un elemento a tre elettrodi, invece nei transistori a giunzione tripla l'elettrodo di comando è facoltativo. I triodi a giunzione unica, nonostante siano più vecchi di quelli a giunzione tripla, non sembra che possano essere completamente sostituiti da questi ultimi in tutte le applicazioni. Le potenze commutabili con i transistori a giunzione unica attualmente disponibili sono relativamente ridotte. In compenso le potenze necessarie per ottenere lo sblocco sono però molto più piccole di quelle richieste dai transistori a tre giunzioni con elettrodo di comando.

1. - COSTITUZIONE DEL TRANSISTORI A GIUNZIONE UNICA

Come si vede dalla fig. 1 il semiconduttore impiegato nella costruzione dei transistori a giunzione unica è il silicio tipo *n*. Esso ha la forma di una barretta le cui estremità, o basi, sono saldate ad un supporto in ceramica ricoperto da uno strato di oro vaporizzato.

La costante di dilatazione termica del supporto deve essere uguale a quella del silicio. L'elettrodo di comando, che in questo caso forma una giunzione *p-n* sull'altra faccia della barretta, viene chiamato «emettitore». Questa giunzione si trova più vicina a B_2 che a B_1.

Il tutto è montato in una custodia metallica simile a quella dei transistori di piccola potenza. I tre elettrodi B_1, B_2 e E passano la custodia attraverso tre perline di vetro. Il simbolo generalmente impiegato per rappresentare i transistori a giunzione unica è indicato nella fig. 2.

2. - FUNZIONAMENTO DEL TRANSISTORE A GIUNZIONE UNICA

Se l'emettitore è libero e se si applica fra le due basi una tensione dell'ordine di 5V si misura fra esse una resistenza di 5-10 kΩ. Poichè le due basi sono neutre, la polarità della tensione applicata non ha alcuna influenza. Tuttavia, quando si vuole utilizzare l'emettitore come elettrodo di comando, si deve applicare il polo positivo a B_2. In questo caso si può rappresentare il transistore a giunzione unica con lo schema equivalente della fig. 3. Quando si applica fra B_1 ed E una tensione continua con il polo positivo in E il diodo di emettitore diventerà conduttore, quando la sua tensione sarà circa 0,7 V più grande della tensione che si stabilisce ai capi di R_{B1}. Se si chiama con V_{BB} la tensione fra le due basi il diodo emettitore diviene conduttore solo se la tensione di emettitore V_E soddisfa la seguente relazione:

$V_E > m\, V_{BB} + 0{,}7$

dove m è una grandezza caratteristica del transistore definita da:

$$m = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

Evidentemente il valore di R_{B1} da impiegare in questo caso è quello corrispondente alle condizioni di riposo (per es. 4,6 kΩ nel caso del transistore 2N492 della fig. 3).

Quando la tensione di emettitore è abbastanza positiva da rendere conduttore il diodo, la resistenza fra emettitore e B_1 diminuisce fortemente, invece R_{B5} rimane costante.

Nella tabella seguente indichiamo i valori di R_{B1} in funzione della corrente di emettitore I_E.

I_E [mA]	R_{B1} [Ω]
0	4600
1	2000
2	900
5	240
10	150
20	90
50	40

Fig. 4 - Le curve caratteristiche del transistore a giunzione unica indicano che fra i punti A e B la resistenza di entrata è negativa.

Fig. 5 - Oscillatore a rilassamento.

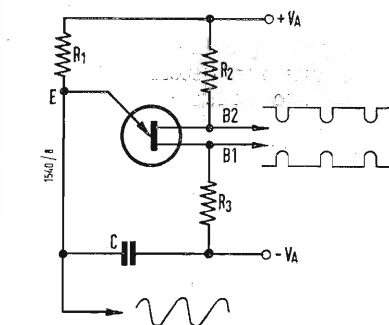
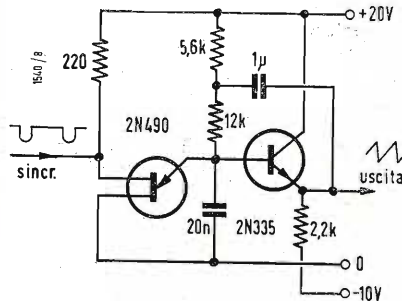
Fig. 6 - Combinando un transistore a giunzione unica con un normale transistore *n-p-n* si ottiene un generatore di dente di sega molto lineare.

Naturalmente la parte della tensione V_{BB} che appare ai capi di R_{B1} diminuisce all'aumentare della corrente di emettitore. Ciò significa che il transistore presenta fra emettitore e base 1 una resistenza negativa.

Questo comportamento è illustrato dal gruppo di caratteristiche della fig. 4 che rappresentano la tensione di emettitore V_E in funzione della corrente di emettitore I_E per vari valori della tensione fra le due basi V_{BB}. Poichè per le correnti si è utilizzata una scala logaritmica, si è ottenuta una rappresentazione diversa dalla normale. In questo modo di arriva però ad individuare in modo più preciso i punti A e B fra i quali la resistenza è negativa. È infatti a partire dal punto A che inizia la conduzione diretta del diodo di emettitore. Dopo B la caduta di tensione in R_{B1} dovuta a I_E supera quella dovuta a V_{BB} e quindi la resistenza di entrata diviene nuovamente positiva. Si vede che la regione a resistenza negativa è tanto più grande quanto più è alta la tensione di alimentazione V_{BB}. I punti A corrispondono a delle correnti di emettitore dell'ordine di 10 μA. Questo valore rappresenta la corrente necessaria per lo sblocco quando si utilizza il transistore come thyratron.

I sei tipi di transistore a giunzione unica fabbricati attualmente dalla GENERAL ELECTRIC Co. hanno delle denominazioni che vanno da 2N489 a 2N494. Tutti i tipi hanno una potenza dissipata massima di 250 mW, una corrente di emettitore media di 50 mA ed una corrente istantanea di 2 A, una tensione inversa di emettitore di 60 V. La tensione massima di alimentazione V_{BB} dipende dalla temperatura di funzionamento e dalle resistenze interbase, il suo ordine di grandezza medio è sui 50 V. I sei tipi sono classificati secondo il valore della resistenza interbase ed il valore del parametro m definito più indietro. Il valore della prima è di 5,6 kΩ per tutti i tipi indicati con un numero dispari e di 7,5 kΩ se il numero è pari. Il rapporto m vale 0,56 per i tipi 2N489 e 2N490, 0,62 per i tipi 2N491 e 2N492, e 0,68 per i tipi 2N493 e 2N494. Le capacità interne di questi triodi sono così ridotte che si possono ottenere delle oscillazioni anche a 0,5-1 MHz.

3. - OSCILLATORE A RILASSAMENTO

Il circuito più semplice nel quale si possa utilizzare un transistore a giunzione unica è rappresentato nell'oscillatore a rilassamento della fig. 5. Quando si applica la tensione il condensatore C_1 viene caricato attraverso la resistenza R_1. Non appena la tensione fra le sue armatura ha raggiunto un valore sufficentemente elevato, il diodo di emettitore diviene conduttore e ciò provoca la scarica del condensatore.

Il fenomeno di scarica termina solo quando il punto di funzionamento raggiunge la regione B (fig. 4); allora il condensatore si ricarica nuovamente e si inizia un nuovo ciclo.

Sull'emettitore si può prelevare una tensione a dente di sega, invece sulle basi si hanno degli impulsi di polarità apposta.

La frequenza del fenomeno è funzione del valore di R_1 e di C. La prima può variare da 2 kΩ a 2 MΩ senza che le oscillazioni cessino. La resistenza R_2 serve per la compensazione della temperatura ed il suo valore ottimo è dato dalla relazione:

$$R_2 = \frac{0{,}65\ R_{BB}}{m V_A}$$

La frequenza di oscillazione vale circa:

$$f = \frac{1}{R_1\, C_{1n}\ \dfrac{1}{1 - m}}$$

La resistenza R_3 ha influenza solo sul valore del tempo di ritorno del dente di sega, essa sarà quindi nulla nel caso si desideri ottenere il ritorno più breve possibile.

4. - GENERATORE DI DENTE DI SEGA

La forma d'onda prodotta dall'oscillatore a rilassamento della fig. 5 non dà un dente di sega molto perfetto; qualche volta sarà quindi conveniente impiegare il circuito della fig. 6 che si distingue per una ottima linearità del dente di sega.

Il circuito della fig. 5 viene qui completato con un transistore *n-p-n* che funziona da disaccoppiatore e che quindi rende indipendente dal carico la forma e la frequenza del segnale in uscita.

Inoltre con gli elementi R e C si ottiene un effetto linearizzante.

Con i valori indicati nella fig. 6 si ottiene una frequenza di lavoro dell'ordine di 2kHz.

L'ampiezza della tensione in uscita è di 12 V da picco a picco. Si può ottenere una sincronizzazione di un tale generatore applicando degli impulsi negativi su B_2

5. - MULTIVIBRATORE

Nella fig. 7 è riprodotto lo schema di un oscillatore che può fornire una tensione rettangolare. Per quanto riguarda la carica del condensatore C il circuito si comporta come nel caso della fig. 5, perchè in queste condizioni il diodo D è conduttore. Quando si arriva allo stato di conduzione fra emettitore e B_1, il diodo non conduce più perchè la tensione in E diminuisce, C mantiene quindi la sua carica che può defluire

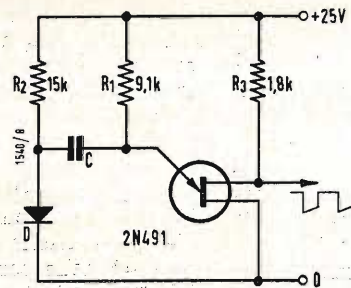



Fig. 7 - Il rapporto ciclico di questo multivibratore dipende dal rapporto fra le resistenze R_1 e R_2.

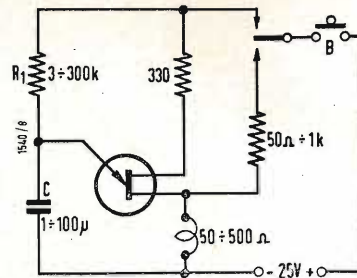



Fig. 8 - Con questo circuito si può ottenere anche un ritardo di un minuto nell'attrazione di un relè.

molto lentamente solo attraverso R_2 ed R_1. Quando questa scarica è terminata D ridiventa conduttore ed ha inizio un nuovo ciclo. Il tempo durante il quale il transistore è bloccato dipende essenzialmente dal valore di R_1, invece la durata del periodo di conduzione dipende sopratutto da R_2.
Con i valori indicati nella fig. 7 si ottiene una frequenza di circa 1 kHz. L'ampiezza della tensione in uscita misurata fra le due basi è di 5 V da picco a picco.

6. - RELÈ RITARDATO

Con il circuito della fig. 8 si può ottenere un ritardo considerevole ed esatto della risposta di un relè. Anche in questo caso si utilizza il principio esposto nella fig. 5. Il relè vien inserito nel circuito della base B_1. Quando si aziona il pulsante B, deve passare un certo tempo prima che si carichi il condensatore C; solo allora, il relè viene eccitato. Uno dei contatti del relè viene utilizzato per escludere il transistore ed inserire una resistenza di tenuta R_2. Il relè rimane attratto finchè il pulsante B rimane premuto. Con questo circuito si possono facilmente ottenere dei ritardi dell'ordine di 1 sec per ogni μF della capacità C. Il valore della resistenza R_2 deve essere scelto in modo da garantire una buona tenuta del relè dopo la sua attrazione.
Oltre ai pochi esempi citati in questo articolo il transistore a giunzione unica può trovare molte altre utili applicazioni: per esempio nei circuiti a bilico, nei circuiti di conteggio, come thyratron a catodo caldo o freddo ecc. Ricordiamo infine che un solo transistore a giunzione unica può in molti casi sostituire due transistori normali nei circuiti a tutto o niente. *A*

rassegna della stampa

È ORA disponibile una nuova edizione ampliata del RCA RECEIVING TUBE MANUAL.

La nuova edizione, la RC-20, conserva ancora la precedente superiorità in questo campo per la sua completezza e la sua autorità.

Il manuale, del quale sono state finora vendute tre milioni e mezzo di copie, ha raggiunto con la presente edizione il record di 432 pagine.

Il formato è uguale a quello dei manuali precedenti, ma tutto il materiale è stato aggiornato, revisionato, aumentato.

Questa edizione contiene dati tecnici per più di 760 valvole riceventi, compresi i cinescopi per televisione in bianco e nero e a colori, le valvole per apparecchi ad alimentazione multipla in corrente alternata o continua, valvole per ricevitori per auto a 12 V, valvole per applicazioni audio ad alta fedeltà sia in monofonia che in stereofonia.

La teoria fondamentale delle valvole e le informazioni sulle applicazioni sono esposte nello stesso stile facile e comprensibile delle edizioni precedenti. La parte dedicata alle applicazioni delle valvole elettroniche è stata ampliata; sono stati inclusi inoltre dei capitoli su tipi generali di valvole, sul montaggio delle valvole elettroniche e sull'interpretazione dei dati caratteristici delle valvole.

È stata rivista sia la classificazione delle valvole riceventi, sia la tavola delle caratteristiche dei cinescopi per includere anche i dati degli ultimi tipi di valvole e tubi.

Nel popolare capitolo dedicato ai circuiti sono stati aggiunti dei circuiti per amplificatori audio ad alta fedeltà con potenza in uscita di 15-30 e 50 W. Sono stati inoltre riportati un circuito per un amplificatore stereofonico a due canali e molti altri circuiti parziali: per controllo di tono, per preamplificatori, per mescolatori, per supereterodina, per ricevitore ad onde corte, per sintonizzatori AM e FM, per oscillatori, per sistemi interfonici.

Le copie del RCA RECEIVING TUBE MANUAL RC-20 possono essere richieste ai distributori di valvole RCA oppure si possono ottenere inviando 1 $ a Commercial Engineering, Electron Tube Division Harrison N. J. (U. S.A.) *(g. b.)*

n. m.

Circuito di deviazione verticale per TV con tubo 6EM5

Fig. 1 - Circuito di deflessione verticale per 110° con la valvola 6EM5.
R_1, R_3 = 150 kΩ, 0,5 W; R_2 = 33 kΩ, 0,5 W; R_4 = 10 kΩ, 0,5 W; R_5 = 1 MΩ, 0,5 W; R_6 = 1 MΩ, 0,5 W; R_7 = 470 kΩ, 0,5 W; R_8 = 1 MΩ, 0,5 W; R_9 = 150 Ω, 0,5 W; R_{10}, R_{11} = 200 Ω, 0,5 W; R_{12} = 150 kΩ, 0,5 W; R_{13} = 330 kΩ, 0,5 W; R_{14} = 250 kΩ, 0,5 W; R_{15} = 150 kΩ, 0,5 W
C_1 = 0,01 μF, carta, VL = 600 V; C_2 = 0,03 μF, carta, VL = 200 V; C_3 = 220 pF,, ceram., VL = 600 V; C_4, C_5 = 0,01 pF, carta VL = 600 V; C_6 = 0,006 μF, carta, VL = 600 V; C_7 = 0,001 μF, carta, VL = 200 V; C_8 = 0,05 μF, carta, VL = 600 V; C_9 = 0,01 μF, carta, VL = 600 V.

LA FIVRE, nell'intento di soddisfare le sempre crescenti esigenze del mercato, mette a disposizione dei tecnici una nuova valvola di potenza, il pentodo 6EM5, progettata espressamente per circuiti di uscita di deflessione verticale nei ricevitori televisivi utilizzanti cinescopi con angolo di deflessione 110° ÷ 114° e con tensione dell'anodo fino a 20.000 V.

Il progetto del tubo 6EM5 è studiato in modo da poter avere un triodo ad alto μ con elevata corrente di anodo, poichè è possibile, collegando la griglia schermo direttamente al positivo di alimentazione di 250 ÷ 260 V, ottenere una corrente di picco di oltre 180 mA. La caratteristica di trasferimento del tubo è tale da avere una deflessione lineare con una tensione di pilotaggio di soli 44 V picco-picco.

La struttura della 6EM5 risulta molto compatta e la sistemazione dei ponti di mica particolarmente solida, evitando quindi scariche tra gli elettrodi e assicurando assenza di microfonicità.

Queste ottime caratteristiche ne consigliano l'impiego nello stadio di uscita verticale e pensiamo quindi di fare cosa gradita ai nostri Lettori presentando un noto schema tipico d'impiego (vedi fig. 1) di un circuito di deflessione verti-

(*) Estratto da Informazioni Tecniche FIVRE, agosto-settembre 1960, n. 44-45.

Tabella 1 - Valori tipici di funzionamento del tubo 6EM5 come stadio finale di deflessione verticale a 110°.

Tensione di alimentazione anodica	260 V
Tensione di alimentazione di griglia 2	260 V
Tensione di griglia 1	22 V
Tensione impulsiva di griglia 1 (picco-picco)	44 V
Corrente media catodica (I_k)	50 mA
Corrente media di griglia 2 (I_{g2})	5 mA
Resistenza effettiva di carico	3100 Ω
Tensione impulsiva anodica (picco)	1500 V

Fig. 2 - L'impulso a dente di sega (a) e l'impulso parabolico (b), provenienti rispettivamente dalla placca e dalla griglia del tubo di scarica, si sommano ai capi di C_9 per dar luogo a un dente di sega lineare (c) adatto a pilotare il tubo finale.

Fig. 3 - Influenza della costante di tempo del circuito di griglia del tubo di scarica sul bloccaggio degli impulsi verticali. Con una costante di tempo più breve l'intervallo di bloccaggio risulta aumentato (T_1).

cale del tipo « oscillatore a reazione », nel quale si eliminano molto facilmente quegli inconvenienti, che in genere si verificano nei circuiti di deflessione verticale, come la compressione della parte superiore e inferiore della immagine, l'allargamento nella zona centrale del raster. Agli elementi costruttivi, già noti, abbiamo creduto utile aggiungere una breve illustrazione del funzionamento.

Il circuito di fig. 1 comprende, oltre al pentodo 6EM5 finale, un doppio triodo 6CG7, di cui la sezione di sinistra funziona da separatore di sincronismo, e non interessa in questa descrizione, e la sezione di destra funziona come tubo di scarica per pilotare la finale.

Come sopra menzionato il circuito è del tipo « oscillatore a reazione » e in realtà si può considerare come un oscillatore bloccato, nel quale si utilizza per la reazione sulla griglia del tubo di scarica l'impulso di ritorno verticale dello stadio finale invece che un trasformatore separato connesso tra anodo e griglia del tubo stesso di scarica: in tal modo si provoca reazione per cui questo tubo diviene fortemente conduttivo per un breve intervallo di tempo, mentre rimane interdetto per il resto del periodo.

Il meccanismo di funzionamento può anche essere assimilato a quello di un multivibratore, con accoppiamento anodico, formato dal tubo di scarica e dal tubo finale, nel quale la seconda sezione fa anche da stadio di uscita verticale.

Infatti, durante il funzionamento, rapidi impulsi positivi, che si verificano nella fase di ritorno, sono riportati dalla placca del tubo di uscita alla griglia del tubo di scarica. Questa reazione porta alla formazione di una tensione negativa sulla griglia di quest'ultimo per mezzo della corrente diretta di griglia di questo stesso, la quale carica il condensatore C_6. Questa carica, col negativo verso la griglia, si forma molto rapidamente in quanto l'impulso positivo di reazione è molto ripido e la carica avviene con una costante di tempo piccola attraverso la bassa resistenza di griglia. Essa determina una tensione negativa sulla griglia del tubo di scarica il quale rimane perciò interdetto per tutto il periodo del dente di sega ad eccezione del breve intervallo di tempo durante il quale è applicato l'impulso positivo di reazione dalla placca del tubo d'uscita.

Il condensatore C_9 nel circuito di placca del tubo di scarica si carica durante il lungo intervallo in cui il tubo di scarica è interdetto e si scarica bruscamente attraverso questo tubo durante il breve intervallo in cui esso conduce, formando così il dente di sega che viene applicato alla griglia del tubo finale.

Il circuito di reazione dalla placca della finale alla griglia del tubo di scarica non comprende alcuna rete linearizzante poichè la componente a dente di sega della tensione di polarizzazione sulla griglia del tubo di scarica è integrata per aggiungere sulla griglia della finale al dente di sega, proveniente dalla placca del tubo di scarica, un impulso di forma parabolica, come mostrato in fig. 2.

Un divisore di tensione tra la griglia del tubo di scarica e massa permette l'aggiustamento della polarizzazione applicata alla griglia del tubo di uscita verticale, agendo in conseguenza come controllo della linearità della forma di onda finale.

Un divisore di tensione posto tra il positivo di alimentazione e massa serve per il controllo della frequenza: una tensione positiva regolabile, derivata da una presa mobile su questo divisore di tensione, controbilancia parte della tensione negativa portata alla griglia del tubo di scarica e quindi agisce nel senso di variare la frequenza di oscillazione. Per quanto tutti i componenti del circuito siano tra loro interagenti, quelli del circuito di griglia del tubo di scarica hanno il massimo effetto sulla frequenza di oscillazione. I componenti tra la placca del tubo di scarica e la griglia del tubo di uscita influiscono principalmente sulla forma d'onda; tuttavia essi hanno anche un piccolo effetto sulla frequenza di oscillazione.

È stato necessario per evitare eventuali accoppiamenti parassiti da parte degli impulsi orizzontali che potrebbero ridurre o peggiorare notevolmente l'interlacciamento verticale, limitare l'impedenza di griglia del tubo di scarica ad un valore convenientemente basso.

In conseguenza ne risulta anche una breve costante di tempo e quindi si allunga la parte orizzontale dell'onda presente in griglia (vedi fig. 3). Tale forma d'onda assicura un più ampio margine di bloccaggio degli impulsi verticali.

Non si è prevista la polarizzazione catodica del tubo 6EM5 in questo circuito in quanto sarebbe stata necessaria una tensione di alimentazione superiore per una data potenza dà uscita, con l'aggiunta inoltre di una capacità di by-pass e un potenziometro.

La polarizzazione catodica in questo caso tenderebbe ad impoverire la linearità, provocando compressione della immagine nella parte superiore e inferiore, e allargamento nella zona centrale.

La non linearità dipendente dalla polarizzazione catodica è dovuta al fatto che non è possibile ottenere da questo tipo di « oscillatore a reazione » una forma d'onda regolare del dente di sega, il quale risulta sempre deformato esponenzialmente senza la correzione parabolica, e che la rete d'integrazione della componente del dente di sega nella tensione di polarizzazione di griglia del

Tabella 2 - Caratteristiche elettriche del trasformatore di uscita e delle bobine del giogo di deflessione verticale.

Temperatura ambiente	60 °C
Corrente continua primaria	50 mA
Rapporto di trasformazione (N)	11,8 : 1
Impedenza primaria (misurata sovrapponendo una tensione alternata di 30 V_{eff} a 50 Hz):	
— con 50 mA c.c..	5 kΩ
— con 30 mA c.c..	11 kΩ
— con 0 mA c.c..	13 kΩ
Resistenza in c.c. a 25 °C:	
— Avvolgimento primario (R_p)	311 ± 10 % Ω
— Avvolgimento secondario	2,4 ± 10 % Ω
Induttanza dispersa primaria (con secondario in c.c. e misurata con V_{eff} a 1000 Hz)	135 mH max
Induttanza bobine del giogo	14,8 H
Resistenza totale bobine (avvolgimento + resistenza a coefficiente negativo)	17,9 Ω
Resistenza totale secondaria (R_s)	20,3 Ω

tubo di scarica presenta serie difficoltà di realizzazione, quando si usi polarizzazione catodica.

Si potrebbe rendere al minimo questa eccessiva curvatura dell'impulso con l'impiego di un resistore di valore alto per la polarizzazione di griglia 1 della 6EM5, ma per la durata della vita del tubo si incorre nel pericolo dell'effetto della corrente di griglia 1 che può accelerare la fine del tubo, con pericolo di rapida messa fuori servizio. Il tipo di polarizzazione scelto in questo circuito richiede circa 20 V di tensione di alimentazione in meno di quello che sarebbe necessario con la polarizzazione catodica e assicura una buona regolarizzazione sia in alternata che in continua.

Il vantaggio della buona linearità al di sotto delle condizioni di prestazione limiti può essere ottenuta solo con questo tipo di polarizzazione a bassa impedenza di griglia.

Se si desidera un po' di polarizzazione catodica, per proteggere il tubo in assenza di pilotaggio, si può ottenere a condizione che si provveda ad una compensazione più parabolica della forma d'onda di fig. 2, che potrebbe essere ottenuta aumentando la costante di tempo del circuito di griglia o aumentando la tensione di impulso sulla griglia del tubo di scarica.

Si consiglia di applicare una leggera controreazione mediante un resistore da 150 Ω in serie tra il positivo di alimentazione e la griglia schermo per prevenire eventuali oscillazioni spurie da parte di questa.

È noto che durante il periodo di surriscaldamento iniziale, nell'avvolgimento delle bobine, che formano il giogo di deflessione verticale, la variazione della resistenza è più sentita nei sistemi di deflessione a 110° che in quelli a 90°, in quanto la relativa temperatura del giogo raggiunge in circa due ore di funzionamento un valore più elevato, che si aggira intorno agli 85° C. Questa eccessiva ascesa della temperatura porta ad un aumento della resistenza dello avvolgimento da 13,5 Ω a circa 15,5 Ω; la corrente in uscita tende a decrescere con la variazione lenta del carico e quindi l'ampiezza della scansione si riduce proporzionalmente.

Questo aumento nel tempo della resistenza dell'avvolgimento delle bobine di deflessione può essere compensato inserendo un resistore avente un adatto coefficiente di temperatura negativo nelle bobine di deflessione, nel trasformatore di uscita, nel controllo di ampiezza verticale o nel circuito di griglia schermo. Però la migliore compensazione della variazione della resistenza si ottiene quando il resistore a coefficiente di temperatura negativo è posto in serie all'avvolgimento delle bobine di deflessione, in sede di costruzione del giogo, perchè così risponde immediatamente alle variazioni di temperatura.

Si riporta un esempio di calcolo per determinare la potenza di uscita, la dissipazione di anodo e l'efficienza della 6EM5 impiegata nello stadio finale di deflessione di fig. 1. I valori tipici di funzionamento del tubo e i dati elettrici del trasformatore di uscita e delle bobine di deflessione, di cui ci si è servito per il calcolo, sono indicati nelle Tabelle 1 e 2.

Per il calcolo della potenza totale fornita all'anodo del tubo 6EM5 ci si può servire della espressione seguente:

$P_{tot} = (I_k - I_{g2}) [V_{al} - R_p (I_k - I_{g2})] = 11{,}1$ W, mentre per la potenza di uscita si ha:

$P_u = 3/4 (I_k - I_{g2})^2 (R_s N^2 + R_p) = 4{,}77$ W.

Quindi la dissipazione anodica (P_a) e l'efficienza (η) risultano rispettivamente:

$P_a = P_{tot} - P_u = 6{,}33$ W; $\eta = P_u/P_{tot} \cong 0{,}43$.

A

Piero Soati

Note di servizio dei ricevitori di TV Geloso GTV1016 e GTV1042

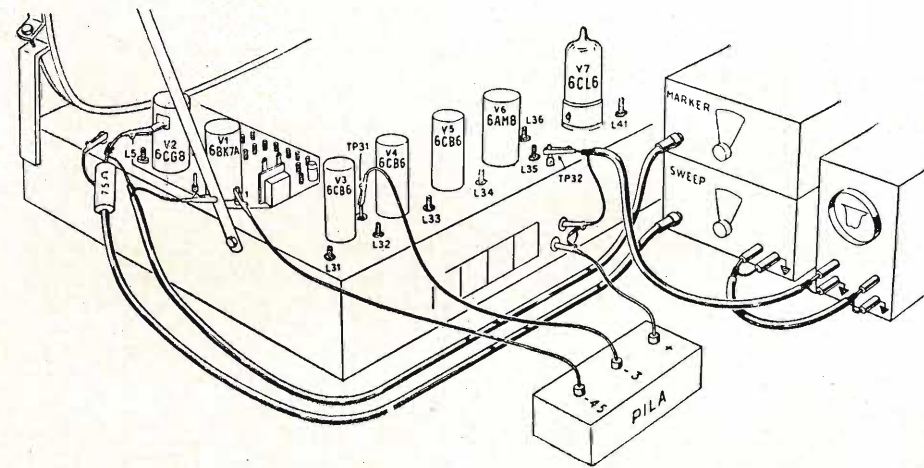



Fig. 1 - Disposizione degli strumenti necessari per la messa a punto dei circuiti a MF.

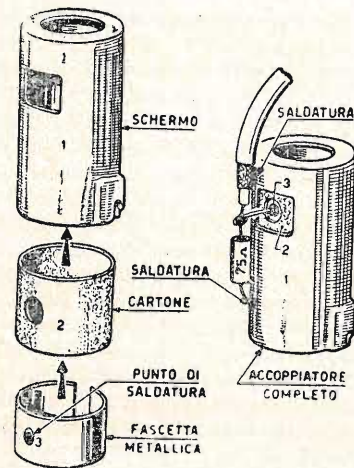



Fig. 2 - Realizzazione dell'accoppiatore capacitivo per il tubo convertitore.

1. - DATI GENERALI

Queste note tecniche si riferiscono al TV Geloso GTV 1016. Il tipo GTV 1042 differisce da questo nel circuito di deflessione verticale nel quale si fa uso di un pentodo finale 6EM5 in luogo della 6CZ5, e nel cinescopio che è del tipo a 24" (24AHP4). Si tratta di un TV intercarrier, adatto per le ricezioni degli 8 canali italiani più il canale UHF L'antenna è del tipo bilanciata a 300 Ω. Il valore della media frequenza video è di 45,75 MHz, quella audio 40,25 MHz. Focalizzazione elettrostatica, deflessione e centratura dell'immagine magnetica. Sono usati due altoparlanti SP160/11394 e SP160 ST. Alimentazione universale da 100 a 290 V 50 Hz. Cinescopio 21" 110°. Dimensioni 59×52×38,5; peso 28,5 chilogrammi. Lo schema elettrico è riportato nella rubrica «Archivio schemi».

2. - VALVOLE USATE

V_1 = 6BK7A amplific. RF cascode; V_2 = 6CG8 oscillatrice -mixer; V_3 = 6CB6 1° amplif. MF; V_4 = 6CB6 2° amplif. MF; V_5 = 6CB6 3° amplif. MF; V_6 = 6AM8 4° amplif. AM e rivelatrice video; V_7 = 6CL6 finale video; V_8 = 6U8 limitatrice segnale 5,5 MHz e preamplif. BF; V_9 = 6AL5 rivelatrice rapporto 5,5 MHz; V_{10} = 6AQ5 finale BF; V_{11} = 6AU7 CAS (gated); V_{12} = 6SN7GTA separatrice segnali sincro e amplificatrice di detti; V_{13} = 6SN7-GTA CAF orizzont. e oscill. orizzontale; V_{14} = 6C4 oscillatrice verticale; V_{15} = 6CZ5 finale di quadro (vert.). dopo il TV 111.946 di matricola sostituita con la 6EM5; V_{16} = 6DQ6A finale di riga (orizzont.); V_{17} = 6AX4GT smorzatrice (damper); V_{18} = 1X2B Raddrizzatrice EAT; V_{19} = 21CEP4A cinescopio.

3. - TARATURA

3.1. - Messa a punto dei circuiti a MF

La messa a punto deve essere eseguita con i soliti strumenti e precisamente il *sweep* adatto per la gamma 39-49 MHz, il *marker* per frequenze di 40,25 e 45,75 MHz e possibilmente 41,25; 44,75, 46,75 MHz ed un oscilloscopio con buona risposta alle basse frequenze. La pila che serve per la polarizzazione, ed i vari strumenti, dovranno essere disposti come visibile in figura 1. L'accoppiatore capacitativo per la valvola miscelatrice serà invece realizzato secondo quanto illustrato in figura 2. Si tenga presente che per ottenere una curva di risposta più chiara è consigliabile disporre in parallelo

all'entrata verticale dell'oscilloscopio un condensatore da 300/1000 pF. Ciò attenuerà tanto il fruscio quanto i disturbi. Durante tali operazioni il gruppo ad RF dovrà essere commutato su uno dei canali più alti con l'oscillatore in funzione. La polarizzazione di 4,5 V, da applicare al terminale 1, ha il compito di bloccare i disturbi provenienti dal circuito di antenna. La curva di risposta, tanto per il GTV1016 quanto per il GTV 1042, dovrà essere quella di fig. 3. L'allineamento deve iniziarsi con la regolazione delle viti L_5 ed L_{31}, che devono fornire i fianchi rapidi della curva, quindi di proseguirà nel seguente modo.

Uscita sintonizzatore: ritoccare L_5, frequenza 45,6 MHz (avvitando il nucleo della bobina il fianco video della curva si sposta verso sinistra, cioè si stringe la banda).

Griglia 1° stadio: L_{31}, frequenza 41,2 MHz (avvitando il nucleo, il fianco del suono si sposta verso sinistra, cioè si allarga la banda).

Griglia 2° stadio: L_{32}, frequenza 45 MHz (avvitando il nucleo si inclina il fianco video diventa meno rapido, cioè diminuisce la sella centrale).

Griglia 3° stadio: L_{33}, frequenza 42,3 MHz (avvitando il nucleo si inclina la parte centrale della curva (cioè aumenta la risposta alle frequenze basse e diminuisce quella alle frequenze alte).

Griglia 4° stadio: L_{34}, frequenza 41,6 MHz (avvitando il nucleo il fianco-suono della curva diventa più ripido, cioè aumenta la sella centrale).

Rivelatore video: L_{35}, frequenza 43,8 MHz (spostamenti come per lo stadio relativo lo stadio griglia n° 3).

Trappola 1° FI suono: (deve essere regolata in modo da ridurre al minimo la risposta su 40,25 MHz) L_{36}, frequenza 40,25MHz.

Trappola FI 5,5 MHz: L_{41}, frequenza 5,5 MHz (regolare in modo da ridurre al minimo il reticolo a 5,5 MHz visibile nello schermo del cinescopio. Operazione da eseguire prima di allineare il telaio suono, con il segnale 5,5 MHz, applicato alla griglia della valvola video.

3.2. - Allineamento sintonizzatore RF

Per l'allineamento di tale circuito occorrono gli strumenti già segnalati in altre occasioni, i quali dovranno essere disposti come da figura 4. L'allineamento deve essere iniziato dal canale più basso procedendo nell'ordine, fino a raggiungere il canale più elevato, come frequenza. La messa in passo dello oscillatore dovrà effettuarsi tenendo in centro la regolazione del compensatore di sintonia C_{22}, in modo da poter variare la sintonia stessa, in più o in meno, agendo sul comando della sintonia fine. Si potranno ritoccare successivamente gli altri nuclei del canale, fino ad ottenere il massimo livello di uscita, senza però ridurre la larghezza della banda che dovrà rimanere tale da rispettare la forma di risposta a media frequenza di cui alla figura precedente. In figura 5 sono visibili le curve di risposta caratteristiche del sintonizzatore RF per i vari canali.

Nel caso il gruppo RF sia stato manomesso, e perciò molto disallineato, sarà necessario ritararlo separatamente, staccandolo dal circuito a media frequenza.

3.3. - Messa a punto del circuito suono

Si seguirà la solita prassi già illustrata precedentemente con le descrizioni di altri tipi di televisori similari.

3.4. - Messa a punto della sezione sincronismo e di quadro

Sincronismo orizzontale. Innanzi tutto

Fig. 4 - Disposizione degli strumenti necessari per l'allineamento del gruppo RF.

Fig. 3 - Curva di risposta dei circuiti a MF.

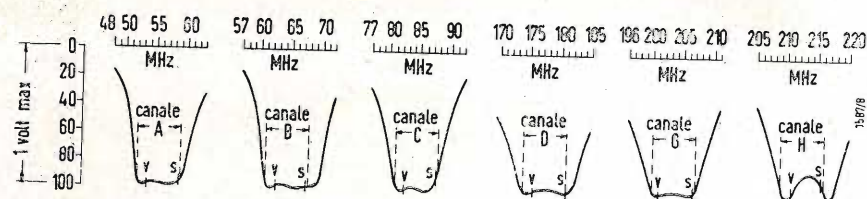



Fig. 5 - Curve di risposta del gruppo RF per i diversi canali.

Fig. 6 - Messa a punto della sezione sincronismo orizzontale. Forme d'onda relative.

si sintonizza il televisore sulla stazione da ricevere: Se necessario si ritocca la vite superiore del trasformatore N. 7602SY. Il circuito stabilizzatore, che si regola con la vite inferiore dello stesso trasformatore, deve essere tale che i due massimi superiori della forma d'onda analizzata al terminale n° 6 del trasformatore vengano a trovarsi allo stesso livello (figura 6). Tale controllo deve essere effettuato con oscillatore ed un probe a bassa capacità, minore di 15 pF, avente buona risposta fino a 0,2 MHz. In caso di dubbi controllare gli oscillogrammi 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9 di figura 7.

Deflessione orizzontale. Si regola prima il pilotaggio orizzontale tramite l'apposito potenziometro semi-fisso fino al limite in cui sul quadro sta per comparire una striscia verticale più chiara. Successivamente si regola nuovamente la vite superiore dal trasformatore bloccato N° 7602SY, finchè il sincronismo è mantenuto su tutta la corsa del potenziometro di frequenza orizzontale. La migliore regolazione si ha quando con il potenziometro di frequenza ruotato tutto a destra l'immagine sta per uscire di sincronismo, e con lo stesso ruotato a sinistra essa resta in sincronismo anche dopo aver ruotato temporaneamente il TV su di un altro canale.

Regolazione di linearità e larghezza. La linearità si regola agendo sulla vite posta dietro il televisore partendo dalla posizione con la vite tutta svitata. Si deve avvitare fino a quando la parte sinistra del monoscopio si stringe e diventa lineare. La larghezza si regola agendo sulla vite posta a sinistra della gabbia AT tenendo presente che avvitandola il quadro si allarga. Ad operazione finita sarà bene fare un controllo degli oscillogrammi 9, 10, 11, 12 controllando altresì la corrente catodica della valvola finale orizzontale, misurando la relativa tensione catodica, che non deve essere superiore al valore indicato in tabella.

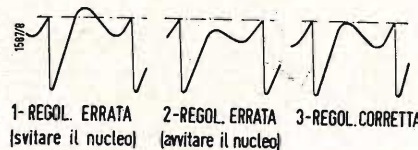



Tabella 1. - Controllo delle tensioni

Simbolo schemat.	Valvola tipo	Funzione	Placca [volt] A	Placca [volt] B	Griglia schermo [volt] A	Griglia schermo [volt] B	Catodo [volt] A	Catodo [volt] B	Griglia pilota [volt] A	Griglia pilota [volt] B
V1_A	6BK7-A	Ampl. RF	150	120	—	—	0	0		
V_{1-A}	6BK7-A	Ampl. RF	150	120	—	—	0	0	—5	[1]
V_{1-B}	6BK7-A	Ampl. RF	250	230	—	—	150	120	140	118
V_{2-A}	6CG8	Miscel. RF	150	145	100	90	0	0	—4	—3
V_{2-B}	6CG8	Oseill. RF	130	125	—	—	0	0	—4	—3
V_3	6CB6	1ª ampl. a FI	105	95	105	95	0,1	0,85	—3	[1]
V_4	5CB6	2ª ampl. a FI	250	235	250	235	105	100	100	95
V_5	CCB6	3ª ampl. a FI	200	140	200	140	0,5	1	—3	[1]
V_{6-A}	6AM8	4ª ampl. a FI	140	125	140	125	1,7	1,5	[1]	[1]
V_{6-B}	6AM8	Rivel. video	—1,2	—0,5	—	—	[1]	[1]	—	—
V_7	6CL6	Finale video	150 [2]	60 [3]	90 [2]	85 [3]	0	0	—1,2 [2]	—0,5 [3]
V_{8-A}	6U8	Limit. suono	140	120	60	40	0	0	—5	[1]
V_{8-B}	6U8	Preampl. suono	25 [1]	25	—	—	0	0	—0,5 [4]	—0,5
V_9	6AL5 [9]	Rivel. discrimin.	—18	[1]	—	—	[1]	0	—	—
V_9	6AL5 [10]	Rivel. discrimin.	[1]	0	—	—	18	[1]	—	—
V_{10}	6AQ5	Finale suono	225 [4]	220	240 [4]	235	12 [4]	—	[1]	[1]
V_{11}	6AU6	Gated	—22	—	266	250	125	120	138	125
V_{12-A}	6SN7-GTA	Separ. sincron.	18	—	—	—	0	0	—14	[1]
V_{12-B}	6SN7-GTA	Separ. sincron.	40	—	—	—	0	0	[1]	[1]
V_{13-A}	6SN7-GTA	Comparat. di fase	100 ÷ 180 [5]	—	—	—	[1]	[1]	—15	—18
V_{13-B}	6SN7-GTA	Oscill. orizzont.	250	—	—	—	0	0	—70	—
V_{14}	6CA	Oscill. verticale	80	—	—	—	20	[6]	—7	—
V_{15}	6CZ5	Finale vertic.	230	—	245	—	9,5	—	—6	—
V_{16}	6DQ6-A	Finale orizz.	[1]	—	170	—	13,5	—	—18	—
V_{17}	6AX4-GT	Damper	255	—	—	—	[1]	—	—	—
V_{18}	1X2-B	Rett. AT	[1]	—	—	—	17K [7]	—	—	—
V_{19}	21CEP4-A	Cinescopio	17K [7]	—	480	—	110	—	70	0 ÷ 90 [8]

[1] la tensione non è misurabile, oppure non deve essere misurata, o il valore leggibile non è significativo.
[2] con contrasto regolato normalmente.
[3] con contrasto regolato al massimo.
[4] con volume suono al minimo.
[5] varia con la frequenza orizzontale (P104).
[6] varia con la frequenza verticale.
[7] misurabile con probe per A.T., tenendo la luminosità al minimo.
[8] varia con la luminosità (P101-B); contrasto normale.
[9] piedino: placca n. 2.
[10] piedino: catodo n. 1.

Centraggio del quadro. Il centraggio del quadro si effettua ruotando prima il giogo di deflessione in modo che le linee del raster risultino perfettamente orizzontali e simmetriche rispetto al bordo superiore ed inferiore del cinescopio. Dopo aver verificato il centraggio della immagine sullo schermo si controlla se le linee verticali dell'immagine stessa, in prossimità dei bordi laterali, e quelle orizzontali, in prossimità dei bordi superiori od inferiori sono perfettamente diritte oppure incurvate verso il centro. In questo ultimo caso occorre correggere la curvatura tramite i due magnetini posti sopra e sotto il giogo. Questa operazione dovrà essere effettuata con molta cura e può rendere necassario un ritocco della centratura e della regolazione della larghezza e della linearità orizzontali.

4. - VARIANTI PER APPARECCHI DI COSTRUZIONE ANTERIORE

Gli apparecchi precedenti il numero 75.718 avevano i seguenti valori R_{92} = 0,33 MΩ; R_{93} = 0,1 MΩ; C_{83} = 50 pF; R_{130} = 0,22MΩ. Mancava il condensatore C_{75} = 250 pF. Negli apparecchi precedenti il numero 76.700 si avevano i seguenti valori: R_{142} mancava; R_{114} = 270 kΩ; R_{115} = 82 kΩ; C_{138} = 0,5 μF; R_{123} = 6,8 kΩ; R_{124} = 0,14 MΩ. Negli apparecchi precedenti il numero 79.430 si avevano i seguenti valori: R_{56} = 82 oppure 220 kΩ; R_{108} = 32 kΩ; R_{109} = 12 kΩ; R_{120} = 220 kΩ; R_{130} = 150 kΩ; R_{136} = 220 kΩ; R_{143}, R_{144}, R_{145}, R_{146} = mancavano, C_{111} = 8 μF; C_{117} = 1000 pF; C_{122} = 0,05 μF. Negli apparecchi R_9 = 15 kΩ, R_{14} mancava. Negli apparecchi precedenti il numero 110,400 mancava R_{149}.

I televisori aventi numerazione superiore al numero 91.501 sono tutti predisposti per la rapida applicazione del convertitore per UHF tipo GELOSO N. 7891.

Controllo delle tensioni. Per il controllo delle tensioni ci si dovrà attenere alla Tabella 1, tenendo presente che esse sono state misurate con voltmetro a valvola a televisore regolato normalmente nelle seguenti condizioni: *A* = con segnale di 10.000 μV applicato all'entrata del televisore, regolando su *Locale* il relativo controllo. *B* = senza segnale. *A.*

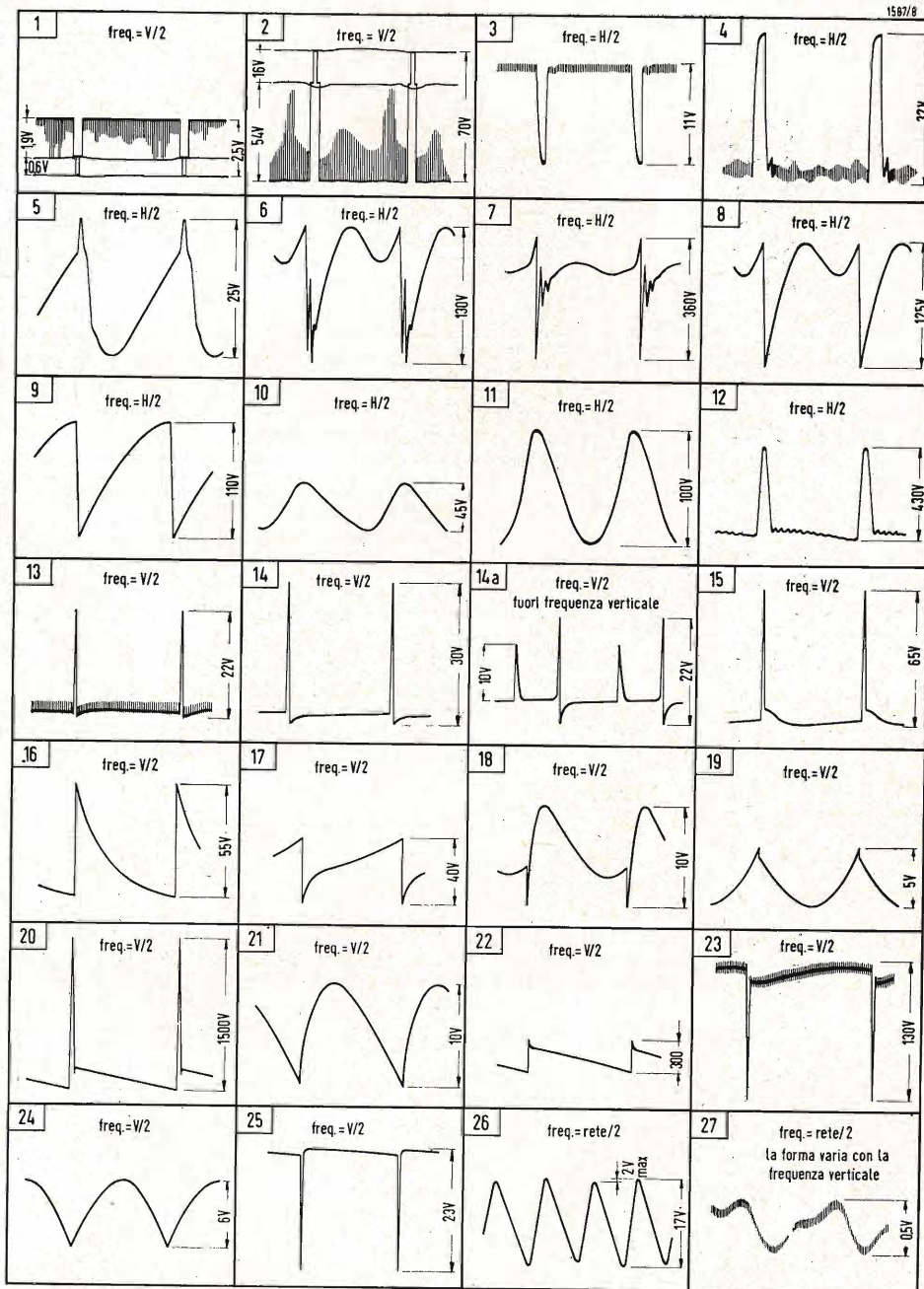
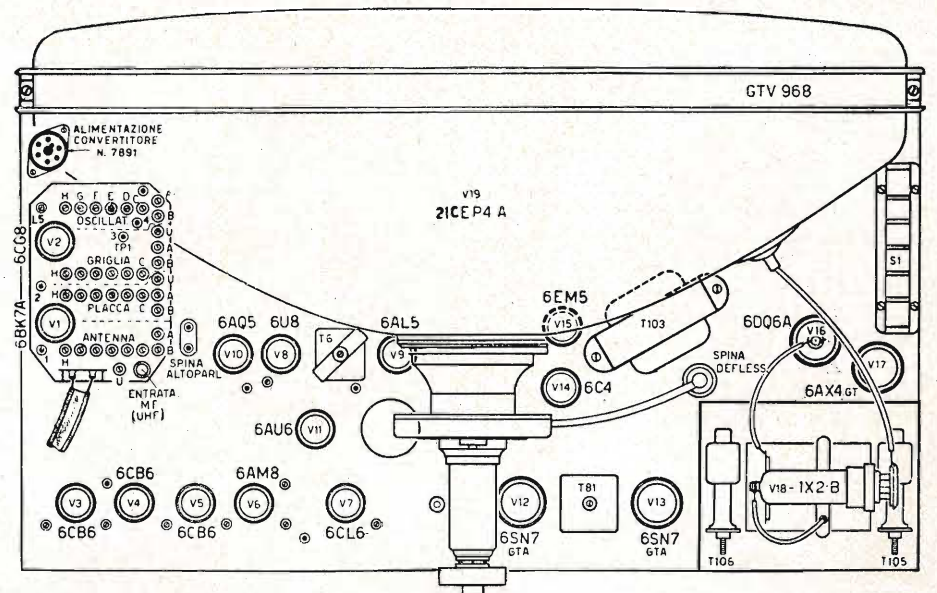



Fig. 7 - Oscillogrammi rilevabili nei diversi punti dello schema del ricevitore di TV.

Fig. 8 - Disposizione dei tubi sul telaio.

Fidelius

Amplificatore Hi-Fi da 40-60 W con un terzo circuito di controreazione*

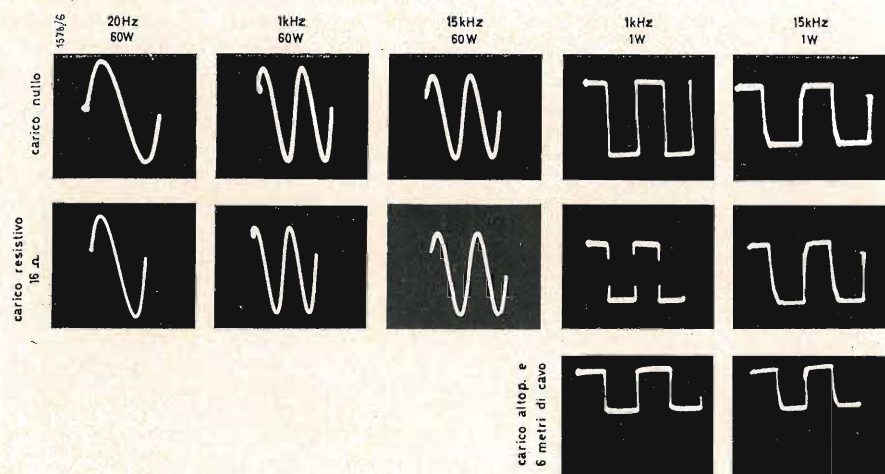



Fig. 1 - Onde quadre e sinusoidali rilevate alla uscita dell'amplificatore. Facciamo notare che le onde sinusoidali sono state ottenute con la piena potenza in uscita e le onde quadre con 1 W in uscita.

PER MOLTI anni il circuito più popolare che è servito di base per la progettazione degli amplificatori di potenza è stato il famoso « Williamson ».

Alcuni dei fattori che hanno favorito la popolarità di questo circuito sono la sua bassa distorsione, la semplicità, la facile comprensibilità del circuito e l'aumentato interesse per l'alta fedeltà. Ancor oggi un amplificatore « Williamson » ben costruito e ben adattato al suo altoparlante può dare delle ottime prestazioni.

Negli ultimi tempi si è manifestata la tendenza verso le maggiori potenze e contemporaneamente si è sempre più affermato il cosidetto circuito « ultralineare ». In questo circuito l'avvolgimento primario del trasformatore di uscita ha una presa a circa il 40 % delle spire primarie. Queste prese vengono collegate alle griglie schermo dello stadio di uscita, con tutti i vantaggi che sono stati esaurientemente illustrati dalla letteratura relativa.

Un certo interesse ha suscitato anche il terzo circuito di controreazione, ottenuto con un terzo avvolgimento sul trasformatore di uscita, che è stato chiamato « superultralineare ». Tuttavia fino ad oggi i circuiti pubblicati ed aventi questo tipo di controreazione sono stati veramente pochi, pensiamo tuttavia che essi riscuoteranno un interesse crescente, sopratutto se si troveranno sul mercato dei trasformatori adatti, cioè provvisti dell'avvolgimento terziario. Uno dei vantaggi del terzo circuito di controreazione è la mancanza di problemi sulla stabilità che possono capitare quando si ha una controreazione che comprende tre o quattro stadi. In effetti un amplificatore con un terzo circuito di controreazione è più stabile di uno con un circuito di controreazione globale. Esso è inoltre molto utile per ridurre le distorsioni e per abbassare l'impedenza d'uscita.

La distorsione degli amplificatori attuali è in generale molto bassa, forse è per questo che ultimamente l'interesse si è maggiormente spostato verso la stabilità. In un amplificatore controreazionato si ha instabilità quando la controreazione diventa rigenerativa. Questo succede se si ha uno sfasamento di 180° in qualche punto nel quale il guadagno dell'amplificatore non sia diminuito di una quantità uguale alla controreazione. Qualche volta la condizione di instabilità viene provocata da un segnale transitorio. Questa instabilità provocata dai transitori è una delle ragioni per le quali un amplificatore si comporta durante la misura molto meglio di quello che farà poi in pratica.

1. - DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

L'amplificatore illustrato nella fig. 2 ha potenza in uscita di 40 W, che può essere aumentata a 60 W adattando l'alimentatore a tensione maggiore illustrato nella fig. 4. Questa amplificatore, dotato di una stabilità molto alta, impiega un nuovo tipo di trasformatore costruito dalla CHICAGO STANDARD TRANSFORMER Co., il BO-15, che è progettato per le valvole finali 6550, KT88 ed EL34, con presa per la griglia schermo e che prevede un terzo circuito di controreazione di 11 dB nello stadio di uscita. Si ha inoltre una controreazione di 12 dB comprendente tutto l'amplificatore. Prima di arrivare al circuito presentato nella figura si sono sperimentate moltissime altre soluzioni che sono state via via scartate per una ragione o per l'altra.

Il primo problema che si è presentato è stato quello di avere un segnale sufficientemente alto per comandare le 6550 con il terzo circuito di controreazione. Tenendo conto che il segnale in entrata deve essere aumentato del fattore di controreazione si ottiene che il segnale da griglia a griglia deve valere 135 V efficaci. Questo valore così elevato non permetteva di impiegare come « driver » la valvola 65N7. Ci è sembrata invece molto adatta la 5687, un doppio triodo molto impiegato nei calcolatori elettronici, che può dare elevate tensioni in uscita anche con le basse impedenze di carico rese necessaria dalla polarizzazione fissa. Questo triodo se viene impiegato come invertitore tipo Mullard, come è fatto nel nostro circuito, può dare anche 180 V da griglia a griglia con un carico di 50.000 Ω. Le uscite sulle due placche sono quasi perfettamente bilanciate ed anche le impedenze di uscita sono praticamente uguali. Questo stadio è molto stabile ed ha una distorsione bassissima.

La EF86 è un pentodo a basso rumore impiegato come amplificatore di tensione che viene accoppiato direttamente all'invertitore di fase; si ottiene così l'eliminazione del condensatore di accoppiamento che avrebbe introdotto un certo sfasamento.

La stabilità dell'amplificatore nel suo complesso è ottima come si può ben vedere dagli oscillogrammi della fig. 1. si possono aggiungere altri 20 dB di controreazione complessiva prima che si manifesti una qualche instabilità sotto forma di rombo .

Se l'amplificatore viene impiegato con un carico molto capacitivo, come un altoparlante elettrostatico ed un woofer che abbia bisogno di un altro fattore di smorzamento, può essere utile eliminare R_{24} e C_6. Con ciò si elimina il circuito di controreazione globale, ma rimane sempre la controreazione di 11 dB nello stadio di uscita che è la più importante. Con ciò si ottiene un minore fattore di smorzamento ed un amplificatore molto più sensibile.

2. - COSTRUZIONE

La costruzione dell'amplificatore è assolutamente normale. Si impiega uno chassis unico e molti elementi vengono montati su uno piastra di bachelite portante due file di linguette di saldatura, facilitando così il controllo e l'accesso ai vari elementi. Tutti i conduttori che portano il segnale, compresi quelli dei circuiti di controreazione, sono stati tenuti il più corti possibile. Fu usato inoltre un singolo conduttore di massa collegato allo chassis in un sol punto.

Sul pannello frontale è stato montato uno strumento con due tasti a pressione che serve per misurare e bilanciare le correnti dello stadio d'uscita. Lo stru-

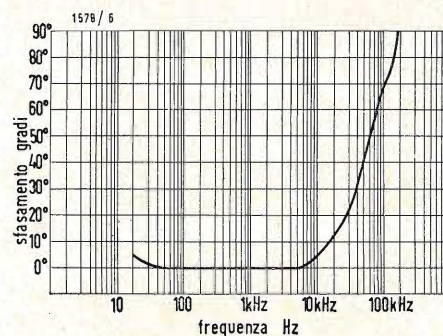



Fig. 3 - Spostamento di fase provocato dall'amplificatore fra entrata ed uscita misurato dallo autore fra 20 Hz e 200 kHz.

Fig. 2 - Circuito dell'amplificatore da 40 W. Per ottenere la versione a 60 W bisogna collegare ai punti *A*, *B* e *C* l'alimentatore della fig. 4.

$R_1 = R_9 = 1$ MΩ, 1/2 W; $R_2 = 3,3$ kΩ, 1 W $R_3 = 330$ kΩ, 1 W; $R_4 = R_5 = R_{16} = R_{17} = 47$ kΩ 1 W; $R_6 = 1,8$ kΩ, 1 W; $R_7 = 510$ Ω, 1 W; $R_8 = 4,7$ kΩ, 1 W; $R_{10} = 8$ kΩ, 4 W (vedi testo); $R_{11} = 25$ kΩ, 4W (vedi testo); $R_{12} = 30$ kΩ, 4 W (vedi testo); $R_{13} = 180$ kΩ, 1 W; $R_{14} = R_{15} = R_{21} = R_{22} = 1$ kΩ, 1/2 W; $R_{18} = R_{19} = 100$ kΩ, 1 W; $R_{20} = R_{28} = 10$ kΩ, pot.; $R_{23} = 680$ Ω, 1/2 W (vedi testo); $R_{24} = 2,2$ kΩ, 1 W; $R_{25} = 600$ Ω, 2 W; $R_{26} = 25$ kΩ, 10 W, filo; $R_{27} = 560$ Ω, 1 W; $R_{29} = 27$ kΩ, 1 W; $C_1 = 0,05$ μF, 400 V; $C_2 = 50$ μF, 25 V, elettrol.; $C_3 = 0,25$ μF, 400 V; $C_4 = C_5 = 0,5$ μF, 600 V; $C_6 = C_7 = 50$ pF ceram.; $C_8 = C_9 = 40$ μF, 350 V, elettrol.; $C_{10} = 0,04$ μF, 1000 V; $C_{11} = C_{12} = 50$ μF, 150 V, elettrol.; $C_{13} = C_{14} = C_{15} = 40$ μF, 500 V, elettrol.; $C_{16} = 25$ pF, ceram.; $T_1 = 520$-0-520 V a 200 mA; 6,3 V a 4,5 A; 6,3 V a 1 A; 5 V a 3 A (CHICAGO STANDARD PCR-200 o equiv.); T_2 = trasf. uscita 4300 Ω presa centr., con prese per griglia schermo e avvolgimento di controreazione catodica; secondario 8, 16 Ω; 65 W (CHICAGO STANDARD BO-15 o equiv.); $CH_1 = 8$ H, 200 mA; $CH_2 = 2$ H, 200 mA, 60 Ω o meno; $SR_1 = 20$ mA, 130 V, selenio; F_1 = fusibile 2 A; F_2 = fusibile 225 mA; $S_1 = S_2$ = interruttore a pulsante, normalmente aperto; $M = 1$ mA f.s. c.c.

(*) BURROUGHS. T. F., 40 - or 60 Watt Hi - Fi Amplifier with Tertiary Feedback, *Electronics World*, agosto 1960, pag. 43.

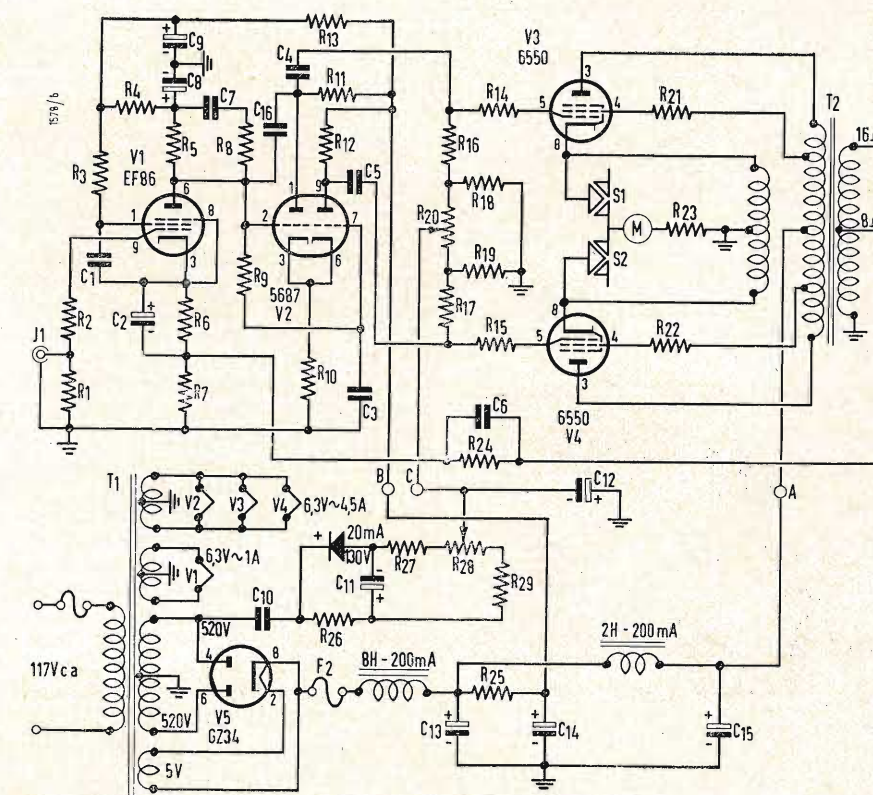
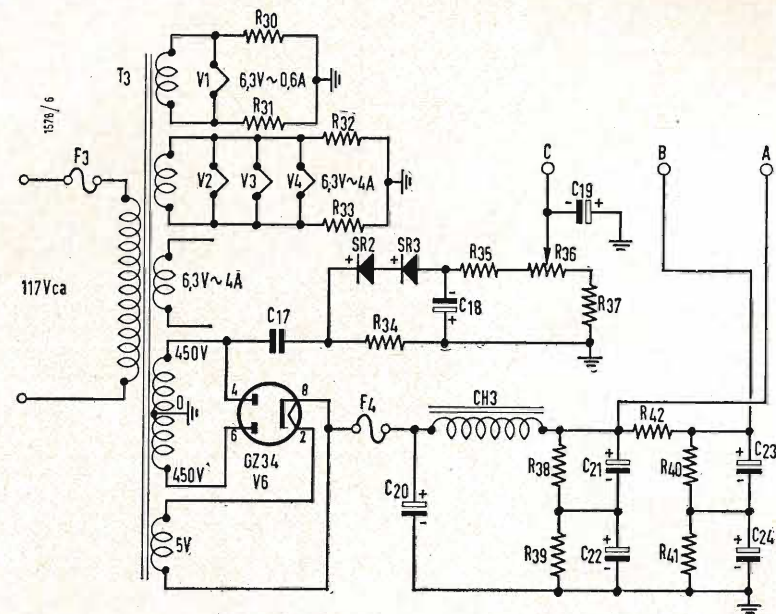



Fig. 4 - Amplificatore da adottare per ottenere la versione a 60 W.I condensatori di filtro da C_{21}a C_{24} sono collegati a due a due in serie e per ottenere una esatta distribuzione delle tensioni sono state collegate delle resistenze in parallelo. Le resisten ze da 47 kΩ servono per mettere a terra la tensione di filamento, perchè, i secondari relativi non hanno la presa intermedia. R_{30} = R_{31} = R_{32} = R_{33} = 47 W; R_{34} = 25 kΩ, 10 W, filo; R_{35} = 450 Ω, 1 W; R_{36} = 10 kΩ, pot.; R_{37} = 27 kΩ, 1 W; R_{38} = R_{39} = R_{40} = R_{41} = = 68 kΩ, 2 W; R_{42} = 600 Ω, 2 W; C_{17} = 0,075 μF, 600 V; C_{18} = 40 μF, 250 V, elettrol.; C_{19} = 50 μF,150 V, elettrol.; C_{20} = 20 μF, 600 V; elettrol.; C_{21} = C_{22} = C_{23} = C_{24} = 80 μF, 350 V, elettrol.; CH_3 = 2 H, 200 mA; SR_2 = SR_3 = 20 mA, 130 V, selenio; F_3 = fusibile 2 A; F_4 = fusibile 225 mA, Ω, 1 T_3 = 450-0-450 V a 200 mA; 6,3 V a 4 A; 6,3 V a 0,6 A; 5 V a 2 A (Chicago Standard PSC 205 o equiv.).

Fig. 5 - Distorsione totale (a) e curva di risposta (b) della versione a 60 W. La curva di risposta per la versione a 40 W è leggermente più piatta alle estremità.

Fig. 6 - L'amplificatore visto dal di sotto. Si noti il conduttore di massa unico.

mento è infatti collegato in modo da leggere la caduta di tensione ai capi dei due rami dell'avvolgimento terziario.

Il valore di fondo scala è di 1 mA e la resistenza R_{23} è stata scelta in modo che lo strumento segni il valore di fondo scala quando nell'avvolgimento terziario, che funziona in questo caso da shunt, passa una corrente di 100 mA.

Il valore di R_{23} varierà quindi in funzione della resistenza ohmica dell'avvolgimento terziario e dello strumento impiegato.

Questo strumento è naturalmente un ornamento non necessario, però questa può essere una buona occasione per utilizzare uno strumento dimenticato nella cassetta dei ferri vecchi.

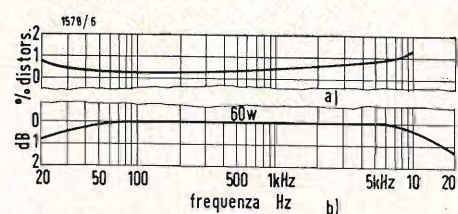
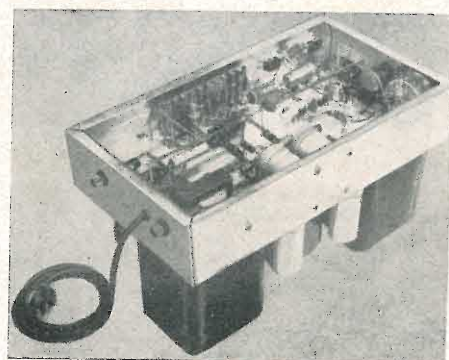
Nella lista degli elementi necessari sono indicate alcune resistenze a carbone da 4 W. Queste vengono ottenute partendo da due resistenze da 2 W di valore quasi uguale collegate in serie o in parallelo. Per esempio la resistenza da 8000 Ω è ottenuta mettendo in parallelo due resistenze da 16.000 Ω da 2 W.

Tutte le parti sono abbondantemente dimensionate al fine di ottenere un funzionamento sicuro per un lungo tempo. L'alimentazione dell'anodica è protetta con un fusibile per evitare eventuali danni alle 6550 nel caso che qualcosa non funzioni bene nel circuito di polarizzazione fissa.

Per ottenere la polarizzazione fissa si è impiegato un divisore di tensione a R-C, è questo un sistema molto conveniente per ottenere la tensione desiderata consumando una potenza minima in calore.

Per l'esecuzione 40 W si è scelto un filtro d'alimentazione con bobina in entrata, perchè si ottiene così una migliore regolazione di tensione rispetto all'entrata con condensatore. Con una variazione della corrente assorbita da 165 a 220 mA la tensione continua diminuisce meno di 20 V. Nel caso dei 65 W è invece stato necessario impiegare un condensatore in entrata perchè, per ottenere la maggiore amplificazione di 2 dB, occorreva una maggiore tensione di alimentazione.

La regolazione della polarizzazione (R_{28}) deve essere fatta in modo che la corrente catodica di ciascuna delle finali sia uguale a circa 75 mA per la versione a 40 W ed a circa 55 mA per la versione a 60 W. Il potenziometro di bilanciamento deve naturalmente essere regolato in modo da ottenere uguali correnti nelle due valvole.

Nel collegamento del trasformatore di uscita occorre usare la massima attenzione al fine di non provocare qualche inversione, soprattutto nelle prese del

primario. Se il collegamento è fatto bene si dovranno avere 60 W in uscita con circa 70 V sulle griglie delle 6550. Quando viene collegato il circuito di controreazione globale la potenza in uscita deve diminuire di circa 12 dB. Se si manifesta qualche instabilità si può correggere la fase o invertendo i terminali del secondario, oppure scambiando i condensatori di accoppiamento fra invertitore e finali.

Dovremo ora dire qualcosa su come lo amplificatore si è comportato alle prove pratiche di riproduzione, perchè il giudizio più importante che si può dare di un amplificatore dipende in definitiva dal piacere che prova il nostro orecchio durante l'ascolto. Dopo un buon numero di prove di ascolto possiamo dire che con il nostro amplificatore si hanno degli alti nitidi e freschi ed una buona definizione degli strumenti; i bassi sono potenti e ben smorzati. Una buona parte del merito di queste ottime prestazioni è dovuta all'alta qualità del trasformatore di uscita ed alla sua capacità di fornire una potenza elevata in una larga gamma di frequenze.

Tabella I - Tensioni continue come sono state controllate in pratica dall'autore nella versione 40 W. Nella versione 60 W si ha una diversa polarizzazione ed una maggiore tensione anodica.

Piedini	1	2	3	4	5	6	7	8	9
V_1	110	—	2,5	—	—	82	—	2,5	—
V_2	240	76	92	—	—	92	82	—	250
V_3 V_4	—	—	410	410	— 48	—	—	0,5	—

Tabella II . Caratteristiche importanti.

Potenza in uscita	40 W	60 W
Sensibilità	0,7 V per uscita max	1 V per uscita max
Risposta ai bassi	— 0,1 dB a 20 Hz	— 0,7 dB a 20 Hz
Risposta agli alti	— 0,5 dB a 20 kHz	— 1,3 dB a 20 kHz
Controreazione	12 dB totali 11 dB terzo circuito	12 dB totali 11 dB terzo circuito
Margine di stabilità	20 dB	20 dB
Fattore di smorzamento	10	10

pubblicazioni ricevute

Susini: Filtri, amplificatori, servomeccanismi. Editore U. Hoepli, Milano.

Negli ultimi tempi si è andata creando una situazione paradossale, per cui l'elettronico che intenda approfondire lo studio dei circuiti elettrici e del loro comportamento in regime dinamico, è sempre di più sospinto verso i trattati di servomeccanismi, perchè in essi vi trova definizione e metodi di calcolo indispensabili alla comprensione del funzionamento delle reti elettriche. D'altro lato, il tecnico dei servomeccanismi trova nell'elettronica e nella sintesi delle reti nuovi motivi di ispirazione e di riordinamento delle proprie cognizioni. È ovvio che questo lavorio di reciproca interpretazione è lungo e faticoso. Sopratutto perchè, anche quando parlano dello stesso argomento, le due schiere di tecnici, dell'elettronica e dei servomeccanismi, sono usi impiegare un differente linguaggio ed una diversa presentazione dei problemi.

Ciò premesso, già la lettura del titolo di questo volume, *Filtri, amplificatori, servomeccanismi* ci dà un'idea assai chiara degli intendimenti dell'autore. Non esiteremo a classificare quest'opera originale, se non addirittura rivoluzionaria e ne raccomandiamo la lettura ai tecnici ed agli ingegneri che si accingono ad affrontare problemi di elettronica e di controllo in generale. Ne trarranno giovamento i neofiti, perchè permetterà loro di orientarsi tra i numerosissimi trattati sul mercato, ed anche gli specialisti, come fonte di meditazione e di riordinamento delle proprie nozioni. Crediamo anche i meccanici ed, in generale, coloro che si interessano di oscillazioni, purchè si adattino a vedere argomenti e problemi esposti sotto veste elettrica ed elettronica.

La lettura è facile ed abbastanza scorrevole. Non si richiedono particolari nozioni matematiche, tranne un po' di calcolo vettoriale ed i concetti di derivata ed integrale. Con semplici artifici la teoria e l'impiego delle trasformate di Laplace sono stati eliminati, pur permettendosi di sfruttare egualmente i vantaggi derivanti dall'applicazione del piano complesso. Nella 2ª parte l'autore si sforza di classificare i problemi di servomeccanismi ed i procedimenti matematici per affrontarli. Una tale classificazione, anche se discutibile, è indubbiamente efficace sopratutto per i principianti. Peccato che manchi totalmente ogni accenno alla parte tecnologica. Per quanto riguarda i filtri elettrici, ci sarebbe piaciuto vedere riunite, o, per lo meno, comprendere i punti in comune, tra la teoria classica e la teoria moderna.

Nel complesso il giudizio è positivo. Del resto, i numerosissimi esempi, provenienti in gran parte dai problemi riscontrati durante la costruzione dell'Eurotrone di Ginevra, sono una garanzia della competenza dello autore.

G.K.

Giuseppe Baldan

Regolazione automatica di temperatura con apporto continuo di energia*

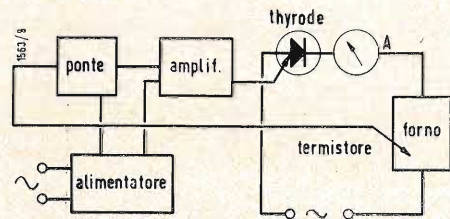



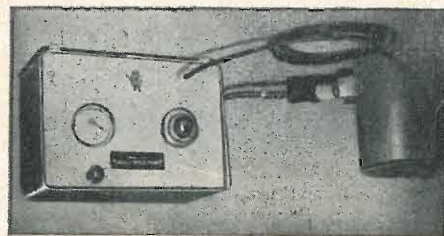
Fig. 1 - Schema a blocchi del regolatore. L'organo sensibile, un termistore, provoca uno sfasamento del segnale in uscita dal ponte. Dopo amplificazione e livellamento questa tensione provoca lo sblocco più o meno anticipato del thyrode al silicio inserito nel circuito di riscaldamento del forno.

Fig. 2 - Regolatore e forno regolato. Un regolatore a thyratron sarebbe stato molto più voluminoso.

(*) Le Chevallier, R., Rousseau, L., Régulation de température par apport continu d'énergie, *Electronique Industrielle*, ottobre 1960, pagina 279.

Il riscaldamento e la regolazione della temperatura dei forni impiegati nei laboratori impongono la costruzione o l'acquisto di regolatori adatti. Questi potranno essere del tipo « tutto o niente » e, secondo la precisione richiesta, potranno avere un relè comandato direttamente da un termometro a contatti, oppure un relè galvanometrico che comanda un relè di potenza. Questi due tipi di regolatori hanno una precisione massima che può variare da 0,5 a 2 °C. Per ottenere una precisione più elevata si sono aggiunti dei dispositivi detti proporzionali, integratori o derivatori. La complicazione di questi dispositivi ha naturalmente fatto aumentare i prezzi e per la manutenzione ha reso indispensabile l'intervento degli specialisti. Però anche con questi sistemi non si riesce ad ottenere una regolazione superiore al decimo di grado.

In realtà il problema non è molto semplice. I fattori in gioco sono molti, uno dei più importanti è l'inerzia termica del forno. Quando questa inerzia è sufficientemente grande, qualsiasi aumento della sensibilità dei rivelatori di errore e dei sistemi di comando diventa completamente illusoria, è per questo che si sono dovuti aggiungere dei dispositivi integratori o derivatori regolati sulla costante di tempo termica del forno.

Studiando più approfonditamente il problema si vede però che la soluzione ideale si avrà solo se si riuscirà a costruire un regolatore che porti al forno, una volta raggiunta la temperatura di regime, le calorie che esso perde continuamente verso l'esterno. In questo articolo illustreremo un regolatore automatico di temperatura con apporto continuo di energia in una interessante applicazione ad un forno per laboratorio chimico.

1. - IL « THYRODE »

La produzione di una corrente variabile e dosabile a piacere si può ottenere impiegando dei thyratrons, tubi raddrizzatori a vapore si mercurio provvisti di una griglia di comando. Fino a poco tempo fa erano gli unici dispositivi disponibili ed il loro montaggio richiedeva la costruzione di un complicato circuito elettronico con valvole, trasformatori, raddrizzatori, ecc. Il rendimento era molto scarso e l'energia consumata scaldava tutto meno che il forno.

I semiconduttori che ci hanno già fornito i diodi normali ci offrono oggi un diodo speciale provvisto di elettrodo di comando: il « thyrode ».

Il thyrode ha un funzionamento simile a quello del thyratron a gas, l'aspetto esterno è quello di un normale raddrizzatore di potenza a cristallo, oltre allo anodo montato con vite e dado ed al catodo troviamo però anche un elettrodo di comando. Il thyrode è composto da quattro zone: pnpn.

Data la sua bassa tensione di sblocco (1,25 V circa), il thyrode ha rispetto al thyratron il vantaggio di assorbire una potenza minore nell'elettrodo di comando, inoltre esso può far passare fra anodo e catodo una corrente che può arrivare fino a 20 A. Per avere 20 A in un thyratron occorrerebbe una ampolla relativamente grande.

L'elevata tensione invece permette di alimentare direttamente il thyrode dalla rete alternata. Per il nostro regolatore noi abbiamo impiegato un thyrode della General Electric Co. il tipo C35B che, avendo una tensione inversa di 220 V, può essere usato con sicurezza in una rete a 127 V. Il modello C35D avente una tensione inversa di 400 V potrà essere impiegato con una alimentazione a 220 V. La corrente diretta a 87 °C può arrivare a 16 A.

La temperatura massima di funzionamento non può superare i 125 °C. La potenza di comando da applicare alla griglia è di 3 V per 40 mA a 25 °C.

2. - SCHEMA ELETTRICO

Abbiamo impiegato il thyrode in un circuito (fig. 1) destinato ad alimentare un piccolo forno da 500 W, 127 V, regolato a 140 °C ± 0,5 °C.

Il ponte che serve per la misura della temperatura ha su un ramo un termistore ed è alimentato con corrente alternata stabilizzata. Esso fornisce in uscita un segnale d'errore che viene poi amplificato da tre transistori, alimentati con una tensione stabilizzata.

Il segnale di uscita dell'amplificatore viene applicato all'elettrodo di comando del thyrode che alimenta direttamente la resistenza del forno.

3. - IL PONTE

Il termistore impiegato, il tipo 51AI della Victory Co, ha una resistenza variabile da 2600 Ω a 120 °C a 500 Ω a 200 °C.

Calcoliamo la resistenza equivalente R_e con la formula:

$$R_e = \sqrt{R_1 \times R_2}$$

Essendo $R_1 = 2600\ \Omega$ ed $R_2 = 500\ \Omega$ si ha:

$$R_e = \sqrt{2600 \times 500} \cong 1200\ \Omega$$

La resistenza R_x di compensazione da inserire sul lato opposto del ponte è data dalla formula:

$$\frac{R_1}{R_x + P} = \frac{R_e}{R_x}$$

dove P è il valore del potenziometro variabile che abbiamo fissato pari a 1000 Ω.

Si ha allora:

$$R_x = P\left(\frac{R_e}{R_1 - R_e}\right) = 1000\left(\frac{1200}{2600 - 1200}\right) \cong 870\ \Omega$$

In pratica abbiamo scelto un valore di 1000 Ω. Poichè il termistore non deve dissipare una potenza superiore ad 1 mW, si è calcolata la tensione di alimentazione nel modo seguente:

$$V = 2\sqrt{P \cdot R_e}$$

Con i valori $P = 10^{-3}$ W ed $R_e = 1200\ \Omega$ si ottiene $V \cong 2$ V.

4. - ALIMENTAZIONE DEL PONTE E DELL'AMPLIFICATORE

Il trasformatore di alimentazione fornisce 20 V stabilizzati con una lampada a ferro-idrogeno OSA da 6-18 V e 0,1 A. La tensione totale di 20 V viene applicata alla valvola attraverso una resistenza da 31 Ω, ai capi della quale troveremo la tensione di alimentazione per il ponte. Il trasformatore ha un secondo avvolgimento da 43 V per alimentare l'amplificatore a transistori con una tensione continua di 9 V.

Questo trasformatore sarà avvolto su un nucleo normale da 1,2 W avente una sezione di 6 cm². Il primario a 127 V ha 936 spire di filo smaltato da 0,15 mm. Il secondario è separato dal primario per mezzo di un cartoncino ondulato e protetto con uno schermo per ridurre le capacità parassite. Gli avvolgimenti sono concentrati nella zona centrale ed hanno infatti una distanza di 5 mm dai due gioghi, il secondario per l'amplificatore ha 344 spire in filo da 0,25 mm e quello per il ponte 170 spire pure in filo da 0,25 mm.

La tensione di alimentazione per l'amplificatore viene raddrizzata con un diodo 11J2 della Thomson e filtrato con due cellule a π costituite da condensatori elettrolitici da 100 μF e da resistenza da 500 Ω, 5 W.

Questa tensione viene regolata con un diodo Zener 14Z4 della Thomson. Si ottengono così 8 V regolati con una precisione di ± 0,1 V per una variazione della tensione alternata di ± 15 %

5. - AMPLIFICATORE

Il nostro amplificatore è formato da due stadi amplificatori di tensione e da uno stadio finale di potenza.

Per ottenere un buon rendimento è bene che l'onda di comando abbia una fronte molto ripida; un sistema normalmente impiegato per ottenere una tale forma d'onda è quello di fare in modo che l'amplificatore si saturi anche con una piccola tensione di squilibrio del ponte. Si hanno così due vantaggi.

1) Si eviterà che le variazioni di tensione di alimentazione del ponte provochino variazioni della corrente di comando;

2) Si otterranno delle fonti d'onda molto ripide.

L'amplificazione dei due primi stadi è di circa 60 dB. Al di sopra di una tensione alternata in entrata di 4 mV la tensione di uscita non varia più.

Non si ha aumento dell'amplificazione perchè l'onda viene troncata sotto e sopra.

Con la regolazione della resistenza da 100 kΩ (fig. 3) si può ottenere che i tagli siano simmetrici.

Nello stadio di entrata la polarizzazione viene ottenuta con la resistenza da 0,33 MΩ; la debole polarizzazione che ne

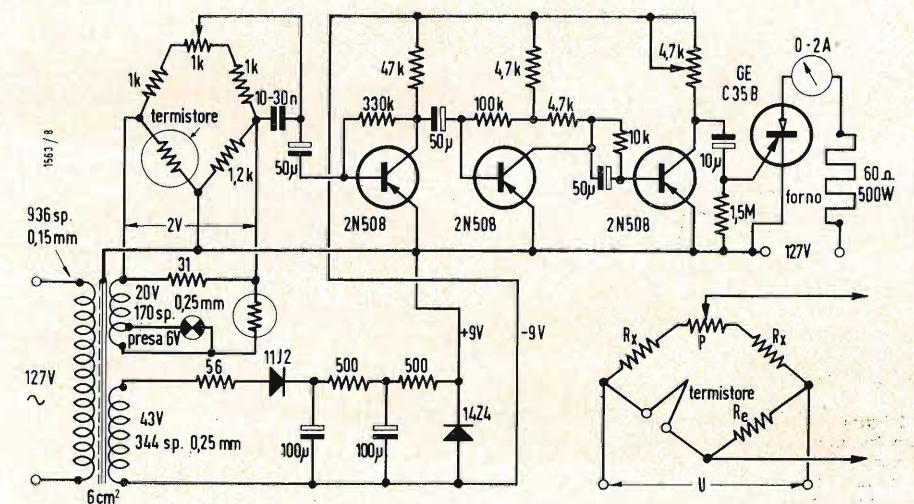



Fig. 3 - Schema completo del regolatore. La corrente di alimentazione del ponte è stabilizzata con una lampada a ferro-idrogeno (6-18 V; 100 mA). La tensione di alimentazione dell'amplificatore è stabilizzata con un diodo Zener. La resistenza fra collettore e base del primo transistore vale 330 Ω.

Figg. 4-7 - Oscillogrammi rilevati per mezzo di un oscilloscopio ed un commutatore elettronico. In ogni figura la curva superiore rappresenta la tensione fra anodo e catodo del thyrode e la curva inferiore gli impulsi di comando, ossia la tensione fra catodo ed elettrodo di comando del thyrode. Se il forno è troppo caldo il termistore ha un valore minimo ed il thyrode non conduce. La tensione ai suoi capi corrisponde a quella della rete di alimentazione (fig. 4). Quando il forno si raffredda (figg. 5, 6), il thyrode diventa conduttore per una certa frazione del semiperiodo e può diventare conduttore per tutto il semiperiodo se il forno è molto freddo (fig. 7). Si riesce in questo modo a mantenere costante la temperatura per più giorni entro ± 0,05 °C.

risulta contribuisce ad aumentare la sensibilità. La polarizzazione dello stadio di potenza si ottiene con una resistenza da 10 kΩ; il suo valore deve essere però tarato per evitare deformazioni dell'onda di comando. Il potenziometro da 4,7 kΩ permette, con la sua regolazione, di ottenere un funzionamento proporzionale, dosando la potenza iniettata sulla griglia del thyrode. La potenza necessaria per il comando è debole, infatti per ottenere lo sblocco bastano 5÷9 mA e 1,2 V.

Una sostituzione dei transistori non ha modificato alcuna delle caratteristiche di funzionamento. Tuttavia in caso di sostituzione è bene verificare che la regolazione del potenziometro da 4,6 kΩ corrisponde alle condizioni ottime.

Fig. 8 - Sul pannello anteriore si vede il potenziometro da 10 giri e lo strumento per la misura della corrente di riscaldamento.

6. - FUNZIONAMENTO

L'elemento rivelatore, una sonda a termistore, costituisce uno dei quattro rami del ponte di Weathstone. La tensione in uscita da questo ponte viene sfasata con un condensatore da 30 nF applicato al braccio opposto al termistore.

Otteniamo così un comando orizzontale del thyrode. L'onda di comando è sfasata di 180° quando il ponte è in equilibrio (fig. 4). L'aumento della resistenza della sonda fa spostare la fase verso 0° (fig. 7) passando per le posizioni intermedie (figg. 5, 6). Queste figure sono state rilevate per mezzo di un oscilloscopio.

La corrente raddrizzata del thyrode attraversa la resistenza di riscaldamento del forno; questa corrente varia quindi in funzione dello sfasamento della tensione di comando applicata alla griglia del thyrode, si ottiene perciò una potenza di riscaldamento costantemente uguale alla perdita del forno alla temperatura di regolazione. Abbiamo in definitiva realizzato un regime di equilibrio fra la potenza calorifica fornita e quella perduta dal forno.

Alla temperatura T la potenza necessaria è data dalla formula:

$T = T_a + P/E$

dove T è la temperatura ambiente ed E è il coefficiente di scambio totale.

Il ponte in questo caso non è in equilibrio; il suo squilibrio corrisponde esattamente all'energia calorifica che si deve portare al forno.

Con il nostro regolatore, a differenza di quel che avviene nei sistemi « tutto o niente », la corrente di riscaldamento viene comandata in continuità dalla fase e dall'ampiezza della corrente in uscita dal ponte, si eplorano cioè anche tutte le posizioni intermedie, grazie allo spostamento continuo della fase in funzione dello squilibrio del ponte.

7. - RISULTATI

I risultati ottenuti sono molto promettenti: il forno, che è riscaldato con una resistenza da 60 Ω, raggiunge la sua temperatura di equilibrio in un'ora, senza che si abbiano oscillazioni al di sotto ed al di sopra della temperatura normale.

La regolazione è molto facile, perchè la bolinatura del potenziometro di equilibrio è elicoidale e la variazione di 1000 Ω viene coperta in 10 giri. La sua precisione è ottima e con un demoltiplicatore adatto si ottengono ben 100 punti di taratura. L'intervallo fra due punti successivi corrisponde nel nostro caso a 0,1 °C.

In prove durante parecchi giorni abbiamo misurato delle variazioni estreme di temperatura compresa fra 139,95 °C e 140,05 °C. Il termometro utilizzato per il controllo copriva il campo da 139 a 141 °C; 0,1 °C corrispondono ad un tratto di 2 mm, quindi era possibile apprezzare con sicurezza una variazione di 0,01 °C.

La costruzione del regolatore è facilitata dall'adozione di un circuito stampato. L'assenza di qualsiasi elemento riscaldante permette di scegliere un montaggio molto compatto. La piastra di supporto e di raffreddamento del thyrode fa parte del circuito stampato e non si riscalda mai più di 5 °C al di sopra della temperatura ambiente.

L'elemento più caldo è il piccolo trasformatore di alimentazione del ponte e dell'amplificatore, però la sua sopraelevazione di temperatura rispetto all'ambiente non supera mai i 10 °C. Purtroppo il costo del thyrode è ancora molto elevato. I tipi della General Electric importati in Francia costano qualche centinaio di nuovi franchi. Tenuto conto però del fatto che il thyrode può essere sostituito solo da un thyratron, la convenienza è ancora dalla parte del thyrode; si ottiene per lo meno un regolatore che non assomiglia ad una stufa elettrica.

Ci auguriamo però che siano presto semplificati i metodi di costruzione del thyrode in modo che possa essere ridotto il suo prezzo. *A*

Albania

Radio Tirana emette il proprio programma in lingua inglese alle ore 23.30-24.00 sulla frequenza di 7157 kHz.

Argentina

Radio Buenos Aires LRA (Radio Nacional) emette il proprio programma diretto all'Europa su 15345 kHz alle ore 20.00 in spagnolo, 21.00 in tedesco, 22.00 in italiano, 23.00 in francese, 24.00 in inglese, 01.00 in portoghese; su 9690 kHz diretto al Nord America: 03.00 in spagnolo e 04.00 in inglese; su 9690 03.00 in spagnolo e 04.00 in inglese; su 9690 kHz diretta al Nord America (costa Ovest): 05.02 in spagnolo, 06.02 in inglese. Tutti i programmi durano un ora.

Brasile

La stazione di San Paolo del Brasile dal nominativo PRG9, segnalata come inattiva, è stata ascoltata su 6125 kHz dalle 01.28-01.30 con un programma di notizie. La stazione di Rio de Janeiro su 9295 kHz (PRN9) è stata ascoltata con un programma speciale in lingua inglese alle ore 01.20. Proseguendo l'ascolto potrà essere notato Radio Tupì (ZYC7) da Rio de Janeiro su 6015 alle ore 02.00 con un programma in lingua portoghese. Alle 01.30-02.00 su 3270 kHz Radio Diffusora do Maranhao in portoghese con un programma variato.

Brasile

Radio Nacional de Brazilia su 11720 kHz annuncia di essere la trasmittente nazionale della nuova capitale del Brasile. È stata notata con un programma in lingua portoghese tra le ore 00.30-02.00.

Cecoslovacchia

Radio Praga ha un programma in lingua inglese diretto agli U.S.A. e Canada alle ore 01.30-02.00 su 9550, 11990, 15285, 15410 kHz; alle ore 04.00-05.00 e 06.00-06.30 sulle stesse frequenze ed in aggiunta 11840 kHz. Dalle ore 01.30-02.00 può essere usata anche la frequenza di 17775 kHz. Le trasmissioni per l'Australia, Nuova Zelanda e Giappone avvengono su 11990 kHz dalle ore 09.00-10.00.

Cile

La stazione CE960 Radio Presidente Balmaceda su 9600 kHz da Santiago è stata notata con musica classica, popolari e notizie. CE1515 su 15150 kHz da Santiago tra le ore 00.15-00.40 emette musica popolare. Entrambe le stazioni emettevano in lingua spagnola.

Dahomey

La stazione di Radio Cotonou ha mosso la propria frequenza a 4870 kHz ed è stato notato un ottimo segnale alle ore 06.50 con una emissione in dialetto nativo. Programma in lingua francese alle ore 07.00.

Federazione del Malì

Radio Brazzaville che da tempo non riusciamo ad ascoltare correttamente come qualche anno fa ci invia il suo modulo dei programmi diretti all'estero: 06.15-07.00 su 15445 kHz, 11970, 9730, 7105, 5970, 21500; 09.30-10.00 su 21500, 15445 kHz; 15.00-13.45 su 15445, 11970 kHz; 15.30-16.00 su 17720, 21500 kHz; 18.00-18.30 su 21500, 11970, 9770, 5970 kHz; 19.30-20.00 su 15190 kHz; alle ore z0.30 altro programma su 15190 kHz; 02.15-03.00 su 11970, 9625 kHz; 03.15-03.30 su 11970, 9625 kHz. Programmi tutti in lingua inglese.

Germania Orientale

La stazione Radio Berlino Internazionale da Lipsia emette un programma in lingua inglese alle ore 19.00-21.00, 23.00 su 9730, 7300, 6115 kHz e alle 17.30-18.00 su 11755 kHz. Un programma in lingua araba comincia alle ore 12.00 su 11755 kHz.

Ghana

La stazione radio di Accra dal Ghana emette con la seguente scheda dei programmi: 05.30-09.00, 17.30-23.15 su 3366 e 4915 kHz. 13.00-17.30 su 4915 e 0640 kHz. I nostri lettori sono pregati di voler trasmettere i propri rapporti di ricezione direttamente a Ghana Broadcasting System Post Box 1633 Accra.

Giappone

La Japan Broadcasting Corporation — NHK registra il suo 25° anniversario di trasmissioni internazionali spedendo ai fedeli ascoltatori che hanno regolarmente ascoltato e trasmesso consigli ed osservazioni lettere di ringraziamento e piccoli oggettini ricordo. Le lettere stampare in finissima carta giapponese sono firmate da Ichiro Matsui Direttore del Servizio Internazionale. Vivi auguri.

Guinea Portoghese

La stazione CQM da Bissau annuncia la propria frequenza di emissione in 7948 kHz con 500 Watt di potenza, orario di emissione: 22.00-24.00.

Honduras

Una nuova stazione è in aria dall'Honduras: La Voz de Suyapa, 9705 kHz, da Tegucigalpa Questa stazione è stata notata, e ci viene segnalata da un collega americano radioamatore, con un programma in lingua spagnola (notizie) alle ore 12.18. La durata del programma è dalle 12.47 alle ore 13.05. Presenta: 13.31 programma religioso, 14.00 musiche da concerto. Non si è certi della lettera di segnalazione se HRBA o HRVA e HRCF o HRCS. Comunichiamo che questa stazione non è da confondersi con Radio Suyapa che trasmette su 4940 o 6125 kHz.

Iran

Radio Teheran trasmette il proprio programma con 100 kW di potenza e con trasmissioni non direzionali. Il servizio è il seguente: 19.30 in arabo su EPB7 su 7288 kHz; 13.00 in Urdu su 9680 e 3750 kHz (EQO); 21.00 in Russo, 21.15 in Turco, 21.30 in Francese, 21.45 in Inglese su EQC frequenza di 9680 kHz.

Islanda

La scheda dei programmi dalla stazione TFJ: 22.00-23.00 giornalmente e 14.15-15.15 alla domenica su 12175 kHz. Rapporti accompagnati da un cupone di risposta internazionale debbono essere diretti a Iceland State B/C Service — Reykjavik — Iceland.

Isole Figi

Radio SUVA elenca le proprie trasmittenti: VRH4 su 3980 kHz, VRH5 su 5980 kHz, VRH6 su 6005 kHz — potenza di 0,250 W oltre a tre stazioni ad onda media. Il programma in lingua inglese diramato da VHR5 è notato attorno alle ore 07.50-09.00 con notizie alle ore 08.00.

Israele

Kol Zion — Servizio Oltremare — ha effettuato un cambiamento della propria scheda dei programmi dalle ore 21.30-22.00 in 21.15-21.45 su 9009 kHz. La frequenza di 9725 kHz non viene impiegata.

Italia

I programmi condensati italiani ad onda corta diretti all'estero: 08.50-09.55 su metri 25,20, 19.58, 16,91, 16.85, 13.81) dettatura della stampa: 14.30-14.45 (metri 48.92,) 31.15, 25.40) tedesco; 19.00-19.20 (metri 49.92, 31.33) francese; 19.10-19.25 (50.34, 41.24, 30.90) tedesco; 19.20-19.40 (metri 49.29, 31.33) inglese; 21.40-22.00 (metri 50.34, 41.24) tedesco; 23.00-23.25 spagnolo.

Marocco

Una stazione in lingua araba che sospettavamo Radio Amman della Giordania e che emette su 11735 kHz invece annuncia Radio Rabat nel suo programma in lingua inglese dalle ore 19.15-19.30. Ritrasmette in arabo dopo le ore 22.45. La stazione risulta dislocata a Sebba Aiounn e su 9502 kHz emette in arabo attorno alle ore 19.13 e su 5985 kHz verso le ore 03.35 con canti arabi.

Mauritania

La stazione trasmittente della Repubblica Islamica di Mauritania-Saint Louis- opera dalle ore 08.30-09.00 e 20.55-00.45 su 4855 kHz; 13.15-14.30 su 9610 kHz. Potenza di emissione 4 kW. Si ricorda agli ascoltatori che desiderassero inviare cartoline QSL che per ottenere risposta è necessario accludere I.R.C.

Perù

Il servizio internazionale di Radio Nazionale del Perù (OAX4T) trasmette su 15150 kHz verso l'Europa al Mercoledì, Venerdì e Lunedì dalle ore 22.00-23.00 in inglese (22.00-22.15), francese, tedesco e spagnolo; verso il lontano oriente al Martedì dalle 23.00-23.30 in giapponese e inglese; verso il Nord America al giovedì alle 03.00-03.30 in inglese e spagnolo. La scheda dei programmi regionali includono le seguenti stazioni: OAX4R su 9562 kHz, OAX4Z su 6082 kHz da Lima; OAX8C su 9610 kHz da Iquitos; OAX6L su 9530 kHz da Tacna; OAX1Z su 9550 kHz da Tumbes.

U.R.S.S.

Radio Baku nell'Azerbaijan emette su 9840 kHz in azerbaijano 05.00-05.15 e in persiano 05.30-05.45. Radio Ulan-Bator della Mongolia Esterna e stata ascoltata su 10380 kHz verso le 00.30-01.30 con notizie, canti e strumentali orientali. Alcun programma in inglese sebbene previsto.

U.S.A.

Il M.T.D. (Maritime Trades Department) opera ogni domenica alle ore 17.20-17.30 con notizie marinare su 19850 kHz (WFK39) per i Caraibi, Costa Orientale, Area del Sud Atlantico), su 15850 kHz (WFL65) per Golfo del Messico, costa occidentale, Messico e Sud America); su 15700 kHz (WFK95) per Europa, Nord Atlantico, Mediterraneo). Rapporti in codice morse vengono irradiati alle ore 20.15 della domenica su WCO su 13020, 16908,8 ,22407 kHz; alle ore 04.15 (Lunedì) su WMM25 — 15607 kHz, WMM81 — 11037 kHz. Rapporti dei radioascoltatori debbono essere indirizzati a M.T.D. Box 525 G.P.O. Brooklyn N.Y. (U.S.A.).

(micron)

Ricevitore professionale per collegamenti con i servizi mobili - Ricevitore a transitori adatto per gamma 145 MHZ e frequenze viciniori.

0212 - *Sig. P. Colubri - Genova*

Per i servizi che le interessano sono usate diverse gamme d'onda. Mentre alcune si trovano nelle comuni gamme delle onde corte e cortissime, altre sono situate nelle gamme caratteristiche della portata ottica. Evidentemente un ricevitore adatto per le prime mal si addice alla ricezione delle seconde, perciò la prego volermi precisare la gamma che maggiormente le interessa.

Nel caso il ricevitore dovesse essere progettato per ricevere onde comprese fra i 580 m ed i 10 m, cioè al limite delle onde a portata ottica (per modo di dire), le consiglierei la costruzione del ricevitore GELOSO G208A del quale si parla in altra consulenza. In attesa di una sua precisazione e nel caso le interessi la gamma delle VHF, colgo l'occasione per pubblicare un interessante schema di un ricevitore completamente transistorizzato, realizzato recentemente in Francia, e adatto a ricevere la gamma dei 145 MHz, e con le opportune modifiche le gamme viciniori.

I transistori usati sono tutti del tipo americano. La parte convertitrice ne usa quattro, uno avente le funzioni di amplificatore AF, un mescolatore, un oscillatore overtone, un triplicatore di frequenza. Il circuito relativo il secondo cambiamento di frequenza è composto totalmente da transistori tipo 2N247. È consigliabile l'uso di un quarzo miniatura adatto a funzionare in overtone. Per adesso mi limito a pubblicare lo schema e a riportare il valore dei vari componenti. Successivamente mi riservo di dare maggiori chiarimenti sul montaggio.

(Figura 1) $L_1 = 2$ spire da 3/10 doppio strato seta sul lato freddo di L_2; $L_2 = 10{,}5$ spire filo da 6/10 rame argentato diametro 8 mm lunghezza 14 mm. Presa intermedia ad una spira. $L_3 = 7{,}5$ spire stesso filo. Diam. 8 mm, lungh. 12 mm; $L_4 = 1$ spira 3/10 2 cop. seta, all'estremità fredda di L_3; $L_5 = 9{,}5$ spire 6/10 filo argentato diam. 8 mm; lungh. 15 mm. presa a 2 spire; $L_6 = 9{,}5$ spire stesso filo diametro 8 mm lungh. 14 mm prese alla 2° e 3° spira; $L_7 = 80$ spire compatte filo da 1/10 2 cop. seta su Ferroxcube 4B; $L_8 = 1$ spira 6/10 mm. sotto polytene al lato freddo di L_3; $L_9 = 45$ spire compatte filo da 2/10, 2 cop. seta diam. 8 mm; $L_{10} = 5$ spire compatte filo da 2/10, 2 cop./seta lato freddo di L_9.

Tutti i condensatori da 800 pF sono del tipo a disco a mica. Quelli da 10 nF sono del tipo a carta metalizzati. Il condensatore da 2 nF posto sull'emettitore del mescolatore è del tipo tubolare ceramico. Tutti gli altri condensatori fissi relativi la figura 1 sono del tipo ceramico a coefficiente di temperatura nullo.

(Figura 2) $L_1 = 7$ spire compatte filo da 4/10 2 cop. cotone diam. 8 mm; $L_2 = 1$ spira filo 3/10 2 cop. seta all'estremità fredda di L_1; $L_3 = L_1$; $L_4 = L_2$; $L_5 = L_1$; $T_1 = T_2 =$ trasformatori MF a 455 kHz adatti per transistori. Tutti i condensatori da 4, 10, 40, 100 nF debbono essere del tipo metalizzati, gli altri del tipo ceramico a coefficiente di temperatura nullo.

(*P. Soati*)

Altoparlanti per frequenze basse e per frequenze alte da usare in un amplificatore - Calcolo del filtro crossover

0213 - *Sig, L. Marina - Palazzo C.*

Per il suo amplificatore potrà usare senza altro l'altoparlante ISOPHON P30/31/10T per le frequenze comprese fra 40 ÷ 7000 Hz e l'HIRTEL per le frequenze della gamma 3000 ÷ 20000 Hz.

Il filtro crossover sarà realizzato secondo la figura 1 (pag. 571), applicando le seguenti

$$L_1 = \frac{R_o}{6{,}28\,F_c}\,;$$

$$L_2 = \frac{R_o}{12{,}56\,F_c}\,;$$

$$L_3 = (1 + m)\,\frac{R_o}{6{,}28\,F_c}$$

$$C_1 = \frac{1}{6{,}28\,F_c\,R_o}\,;$$

$$C_2 = \frac{2}{6{,}28\,F_c\,R_o}\,;$$

$$C_3 = \frac{1}{1 + m}\;\frac{1}{6{,}28\,F_c\,R_o}$$

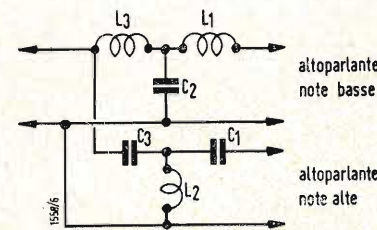
R_o corrisponde alla impedenza dell'altoparlante; F_c alla frequenza di taglio m è una costante che in questo caso si può fissare in 0,6. L viene espressa in henry, F in farad.

Tenendo presente che il diametro delle bobine sarà fissato in 7,3 cm e la lunghezza in 12,5 cm, il numero delle spire si calcolerà applicando la nota formula:

$$N = \frac{3A + 9B}{0{,}2\,A^2} \times L$$

Dove A indica il diametro dell'avvolgimento espresso per l'appunto in pollici, e B la lunghezza dell'avvolgimento espressa pure in pollici.

Il valore dell'induttanza L deve essere espresso in μH. Siccome il valore ricavato con le formule precedenti è dato in henry è assolutamente indispensabile eseguire la trasformazione da henry a μH prima di applicarlo alla formula.

(*P. Soati*)

A proposito di amplificatori privi di trasformatore di uscita.

0214 - *Sig. A. Rota - Bergamo*

L'amplificatore al quale fa riferimento potrà essere realizzato con la massima tranquillità. I risultati raggiungibili sono veramente ottimi, specialmente nel campo di frequenze che le interessano.

Tenga presente che uno schema aggiornato di detto amplificatore è stato pubblicato nel N° 6 di *l'antenna* di quest'anno a pagina 283. In tal caso le bobine L_1 e L_2 potrà procurarsele direttamente presso la PHILIPS S.p.A. e relativi concessionari.

(*P. Soati*)

A proposito del magnetofono Telefunken KL35 e dei magnetofoni Telefunken 75/85

0215 - *Sigg. A. Barbieri - Morlupoi G. Bianchi - La Spezia*

a) Evidentemente non mi è possibile rispondere ai numerosi quesiti posti dal Sig. Barbieri e contenuti in due fogli dattiloscritti, relativi l'ottimo magnetofono TELEFUNKEN KL35, il quale è adatto a riprodurre frequenze comprese fra 60 e 11000 Hz alla velocità di 9,5 cm/sec. e di 40 e 16000 Hz alla velocità di 19 cm/sec.

Ho risolto il problema inviandole direttamente un opuscolo, in lingua tedesca, nel quale, oltre allo schema originale, sono contenute tutte le istruzioni per un ottima messa a punto del complesso e la spiegazione del funzionamento di alcuni organi o circuiti aventi caratteristiche particolari, che sono previsti per detto magnetofono.

Come chiarimento supplementare debbo precisare che gli inconvenienti che si sono manifestati successivamente, dopo alcuni anni di uso, suppongo siano da imputare alla parte amplificatrice della quale sarà necessario provvedere alla sostituzione di qualche elemento. Un controllo completo è particolarmente facile dato che lei possiede ottimi strumenti

quali un oscillatore di BF 206-A, un distorsiometro 330-D e l'oscillografo DU MONT.

Desiderando registrare le frequenze campione le conviene lavorare con livelli d'ingresso differenti, fino ad arrivare al limite per il quale si nota saturazione, tenendo presente che la tensione di uscita massima, prevista dalla casa costruttrice per un buon funzionamento dell'amplificatore, è di 1 volt.

Non dimentichi che le testine sono organi particolarmente delicati perciò la loro pulizia e quella dei dispositivi di trascinamento e dei feltrini pressa nastro deve essere eseguita con un buon panno o meglio con un pennello molto morbido. L'uso di utensili metallici è assolutamente sconsigliabile dato che essi causerebbero abrasioni o scalfitture.

b) Ecco le caratteristiche richieste dal Sig. Bianchi e relativi alcuni magnetofoni TELEFUNKEN. Magnetofono 75/K 15, dati tecnici: Velocità 9,5 cm/sec. e 4,75 cm/sec. Durata: 2 ore con velocità 9,5 cm/sec. 4 ore con velocità 4,75 cm/sec. (nastro da 360 m). Resa di frequenza: lineare da 60 a 16000 Hz a 9,5 cm/sec. 60-9000 Hz a 4.75 cm/sec. Arresto automatico del nastro a fine corsa tramite dispositivo elettromagnetico. Alimentazione universale. Valvole usate EF86, ECC83, EL95, EM84 più due raddrizzatori al selenio. Il modello 75/T-15 è identico al tipo precedente ma è privo di valigia ed altoparlante.

Il registratore TELEFUNKEN KL85 è del tipo semi-professionale ad Hi Fi. Un tasto detto *trick* permette la sovrapposizione di commenti e sottofondi su registrazioni già effettuate. Dispone di due altoparlanti ellittici di grandi dimensioni incorporati. Velocità: 19 cm/sec e 9,5 cm/sec. Durata con nastro da 540 m: 90 minuti per 19 cm/sec. 180 minuti per 9,5 cm/sec. Resa di frequenza: lineare da 30 a 20.000 Hz per 19 cm/sec. e da 30 a 15000 Hz per 9,5 cm/sec. Arresto automatico a fine corsa del nastro. Alimentazione in corrente continua dei filamenti delle valvole preamplificatrici. Doppia schermatura del motore. Trasformatore Philbert a basso campo magnetico disperso. Alimentazione universale. Valvole usate: EF86, ECC83, ECC81, ECC83, EL95, EL95, EM71a e due raddrizzatori al selenio. Potenza di uscita 6 W indistorti. Il tipo 85/4 è identico come caratteristiche al tipo precedente però con una potenza di uscita di 3 W. Valcole usate: EF86, ECC83, ECC81, ECL82, EM71a e due raddrizzatori al selenio. La fig. 1 riporta la curva di fedeltà alla velocità di 19 cm/s.

(*P. Soati*)

A proposito del generatore di segnali descritto a suo tempo sulla rivista l'antenna.

0216 - *Sig. Sergio Camini - La Spezia*

Il termistore originale, difficilmente rintracciabile in commercio, può essere sostituito con altro avente caratteristiche similari. Nel caso non le sia possibile rintracciarlo localmente se ne procuri uno della DITTA DOLFIN di Milano del tipo 5606/T 100-21. Ciò naturalmente vale per altri lettori che in passato avevano formulato richieste analoghe

(*P. Soati*)

Informazioni su ricevitori del surplus.

0217 - *Sig. G. Riva - Sondrio*

Non è facile rispondere al suo quesito anche per il fatto che sarebbe opportuno sapere a quale uso il ricevitore è destinato. Ad ogni modo, a parità di efficienza e di condizioni, opterei per il ricevitore RR1A.

(*P. Soati*

A proposito di un articolo comparso su l'antenna in relazione ai principi ed applicazioni dei metodi di autocorrelazione

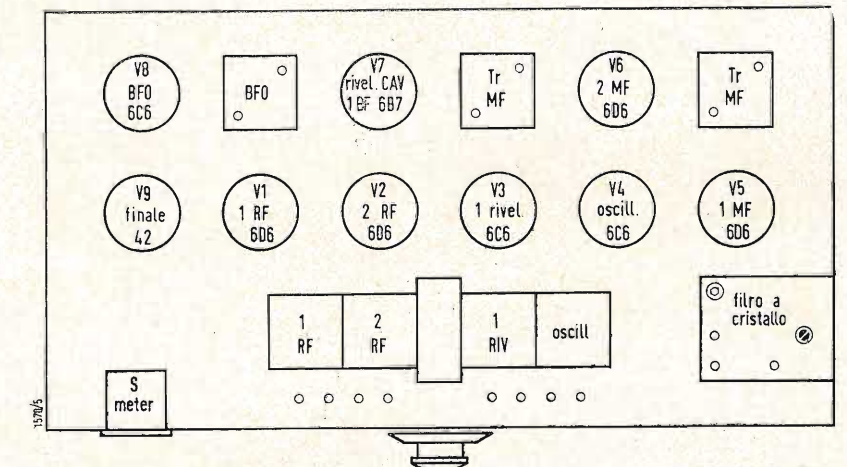
0218 - *Sig. V. Ghio - Torino.*

L'indirizzo della rivista *Automazione ed automatismi*, di cui alla bibliografia riportata in calce all'articolo suddetto, è Via Fabio Filzi 21 Milano.

(*P. Soati*)

Schema relativo i ricevitori tipo National HRO, HRO-M e HRO-MX

0219 -

In figura 1 è riportato lo schema dei tre tipi di ricevitori NATIONAL HRO, HRO-M, HRO-MX mentre in figura 2 è riportata la

posizione dei vari elementi come valvole, trasformatori di alta e media frrquenza, trimmer e del filtro a cristallo. Il valore della frequenza intermedia è di 456 kHz.

Ecco il valore dei vari componenti: C_1 = 0,1 μF; C_2 = 0,01 μF; C_3 = 0,1 μF; C_4 C_5, C_6 = 0,1 μF; C_7 = 0,01 μF; C_8 = 0,25 μF; C_9 = 0,01 μF; C_{10} = 0,1 μF; C_{11} = 10 μF elettrolitico; C_{12} = 100 pF mica; C_{13} = 250 pF; C_{14} = 0,1 μF; C_{15} = 0,01 μF; C_{16} = 500 pF mica; C_{17} = 0,1 μF; C_{18} = 0,1 μF; C_{19} = 10 μF elettrolitico; C_{20} = 0,1 μF; C_{21} = 0,1 μF; C_{22}, C_{23} = 0,1 μF; C_{24} = 0,01 μF C_{25} = 0,1 μF; C_{26} = 0,01 μF; C_{27} = 30 pF variabile; C_{28} = 0,01 μF; C_{29} = 0,001 μF mica; C_{30} = 100 pF mica; C_{31} = 100 pF mica; C_{32} = 100 pF mica; C_{33} = 50 pF variabile; C_{34} = 2 pF; C_{35}= 250 pF variabile a 4 sezioni.

R_1 = 10.000 Ω variabile; R_2 = 5000 Ω, 1/2 W; R_3 = 500.000 Ω, 1/2 W; R_4 = 300 Ω, 1/2 W; R_5 = 50.000 Ω, 1/2 W; R_6 = 100.000 Ω 1/2 W; R_7 = 100.000 Ω, 1/2 W; R_8 = 500.000 Ω, 1/2 W; R_9 = 1000 ÷ 5000 Ω, 1/2 W; R_{10} = 15000 Ω, 2 W; R_{11} = 250 ÷ 2500 Ω, 1/2 W; R_{12} = 500.000 variabile; R_{13} = 500.000 Ω 1/2 W; R_{14} = 250.000 Ω, 1/2 W; R_{15} =30.000, Ω, 2 W; R_{16} = 20.000 Ω, 1/2 W; R_{17}, R_{18} = 100.000 Ω, 2 W; R_{19} = 500.000 Ω, 1/2 W; R_{20} = 800 Ω, 1/2 W; R_{21} = 60 Ω, con presa centrale; R_{22} = 250.000 Ω, 1/2 W; R_{23}, R_{24} = 100.000 Ω, 1/2 W; R_{25} = 500 Ω, 2 W; R_{26} = 500.000 Ω, 1/2 W; R_{27} = 300 Ω, 1/2 W; R_{28} = 500.000 Ω, 1/2 W; R_{29} = 300 Ω, 1/2 W; R_{30} = 0 ÷ 2000 Ω, 1/2 W; R_{31} = 500.000 Ω, 1/2 W; R_{32} = 1000 Ω variabile; R_{33} = 500.000 Ω, 1/2 W; R_{34} = 50.000 Ω, 1/2 W; R_{35} = 20.000 Ω, 1/2 W; Lampada 6,5 V, 0,3 A.

Varie: X_1 = Interrutore AT; X_2 = Interruttore CW; X_3 = inclusione-esclusione CAV; X_4 = S meter; X_5 = interruttore critallo.

(*P. Soati*)

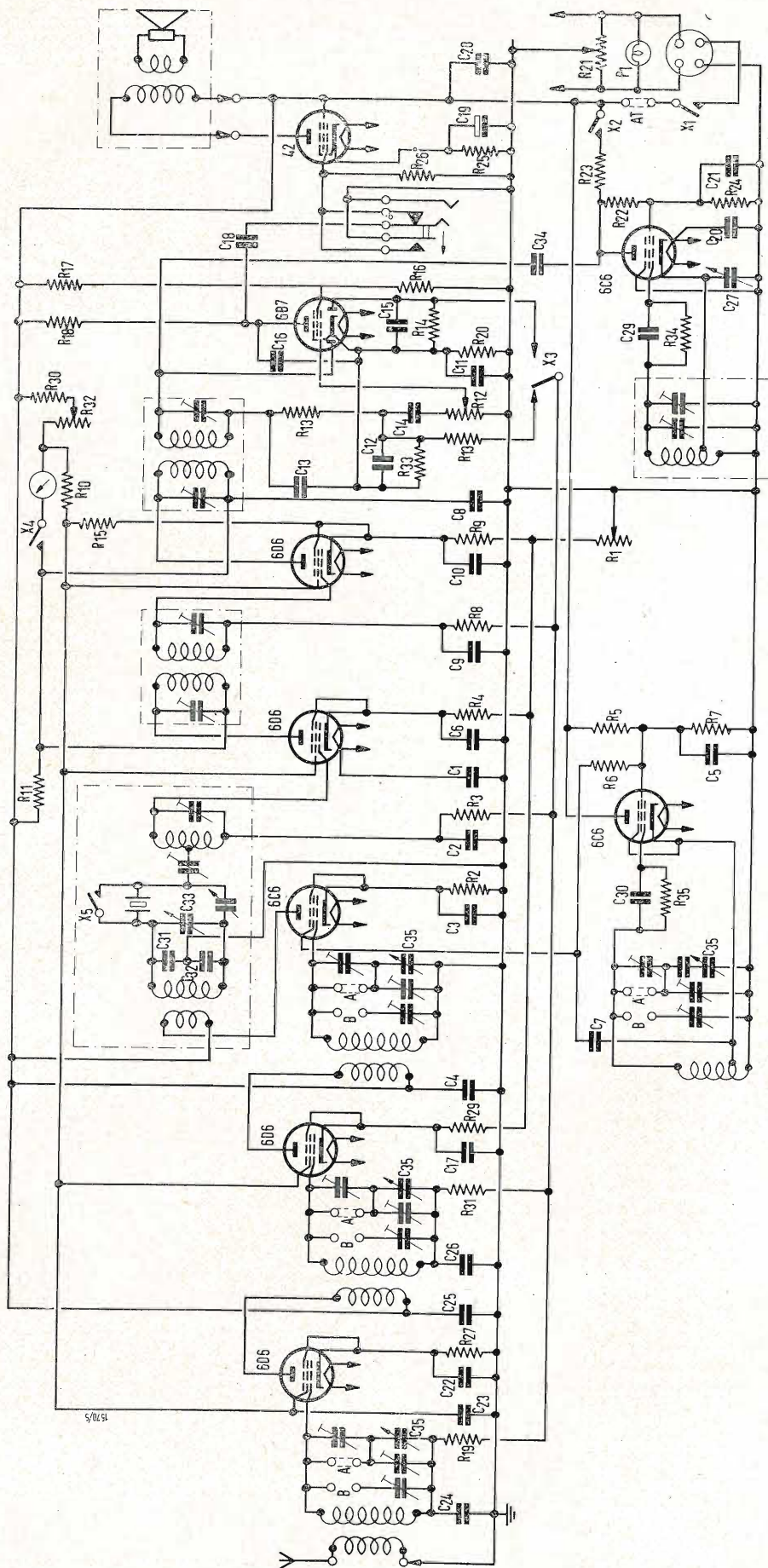
Complessi rice-trasmittenti adatti per collegamenti fissi nel nord-Brasile. Apparecchiature Heathkit

0220 – *Sig. Rev. Don A. Pedelli – Milano.*

Evidentemente il quesito posto è piuttosto scabroso dato che concerne l'attuazione di collegamenti radio fra regioni aventi carattere tipicamente tropicale e in condizioni orografiche particolari.

In primo luogo dovrei farle notare che la cifra a sua disposizione mi sembra eccessivamente bassa, se si tiene presente che il prezzo degli apparecchi professionali, tipo Collins e Racal, oltrepassa la cifra di un milione cadauno. Il mio parere sugli altri punti sottopostomi è il seguente:

1°) Per assicurare collegamenti sufficientemente sicuri l'uso di una sola frequenza è sempre sconsigliabile. Anche le stazioni commerciali e di radiodiffusione, pur disponendo di emittenti aventi potenze dell'ordine di diecine o centinaia di kilowatt, usano due, tre o più frequenze anche, contemporaneamente. Ad ogni modo, data la località nella quale debbono essere installati i complessi, è indispensabile disporre di una o più frequenze nella gamma tipica dei climi tropicali e precisamente attorno agli 80 metri, oltre naturalmente quelle sui 7 MHz e possibilmente anche sui 15 e 28 MHz. Del resto gli apparecchi verso i quali si è orientato dispongono di cinque gamme d'onda.

2°) Il rendimento di un collegamento radio, in normali condizioni di propagazione, dipende dalla potenza di emissione, dalla natura del terreno, dalla sensibilità del ricevitore

dalla ubicazione e dall'impianto di antenna. Quest'ultimo sovrà essere curato in modo particolare affinchè sia possibile ottenere il massimo trasferimento di energia dallo stadio finale al sistema irradiante.

Per quanto si riferisce alla sensibilità dei ricevitori mi limito a farle notare che in cattive condizioni di propagazione, quando anche i trasmettitori aventi potenze superiori ai 100 kW riescono a produrre a distanza campi elettromagnetici estremamente bassi, la possibilità del collegamento è affidata esclusivamente alla sensibilità del ricevitore (ed alla bontà dell'impianto dell'antenna). È ovvio perciò che l'uso di apparecchi molto sensibili è sempre consigliabile.

3°) Il trasmettitore mobile MT1 della Heathkit accoppiato all'alimentatore MP1 ed al ricevitore MR1, sempre della stessa casa costruttrice, nel caso debba essere collocato su automezzi rappresenta senz'altro una soluzione molto brillante, ed anche particolarmente economica, date le caratteristiche del complesso.

Come ricevitore fisso il tipo Heatkit RX 1 è senz'altro adatto allo scopo in virtù delle ottime prestazioni dello stesso. La potenza del trasmettitore TX1, 180 W in CW e 150 W in fonia, dovrebbe essere sufficiente ad assicurare dei collegamenti efficienti, se si tiene conto che moltissime stazioni brasiliane che operano per servizi di radiodiffusione interna, sulle gamme dei 3000÷4000 kHz usano delle potenze sovente molto inferiori ai 100 W Naturalmente un trasmettitore del tipo Viking, con potenze input di 600 W in CW e 500 W in fonia, darebbe un affidamento maggiore, però mi sembra che il suo costo si aggiri sui 749 dollari.

4°) Meno preciso posso esserle per ciò che si riferisce ai ricevitori sussidiari. Innanzi tutto ritengo che la cifra da lei esposta si riferisca ad un solo esemplare dato che, se non erro, lei la attribuisce a tutti e dieci gli apparecchi. In secondo luogo posso precisarle che personalmente ho avuto occasione di provare, di recente, degli apparecchi a transistori aventi caratteristiche professionali restandone veramente entusiasta.

Credo di non errare se ritengo che l'apparecchio offerto sia del tipo a 10 transistori adatto a coprire la gamma che va dai 550 kHz ai 32 MHz e penso altresì che un simile apparecchio dovrebbe permettere di raggiungere dei buoni risultati. Inoltre esso ha la particolarità di rendersi indipendente dalla rete di alimentazione, alla quale però può essere collegato tramite un adatto alimentatore, e di aver un consumo particolarmente ridotto.

Ad ogni modo, in merito all'efficienza di tale apparecchio, ritengo che una prova in loco non sarebbe sconsigliabile.

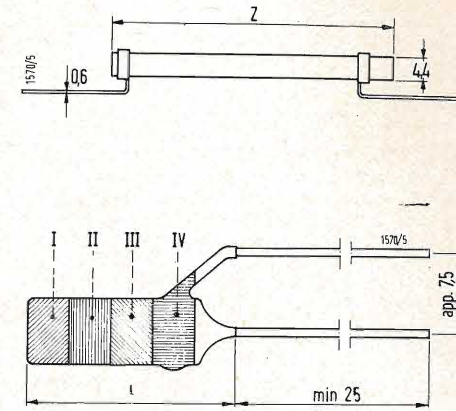
Infine, data la presenza di un foltissimo gruppo di dilettanti che trasmettono nelle regioni più impervie del Brasile, credo che non sarebbe fuori luogo che assumesse, tramite i suoi corrispondenti, qualche informazione sulle condizioni in cui avvengono i collegamenti fra i vari centri che le interessano, tanto più che le frequenze di lavoro previste sarebbero, grosso modo, molto prossime a quelle usate dai radioamatori.

Resto con piacere a sua disposizione per eventuali altre informazioni.

(*P. Soati*)

A proposito dei condensatori ceramici prodotti dalla Philips

0221 – *Sig. A. Fortunato – Bari.*

La società Philips costruisce diversi tipi di

condensatori ceramici a seconda delle necessità d'impiego. Elenchiamo le specie principali:

Condensatori ceramici tubolari classe 1A (figura 1). Essi sono adatti in quei circuiti in cui sia essenziale disporre di elementi a bassa perdita ed alta stabilità. Il loro coefficiente di temperatura, con tolleranza ristretta, li rende particolarmente adatti a quegli impieghi dove sia opportuno effettuare accurate compensazioni della temperatura. Sono costruiti per capacità comprese fra 15 e 390 pF in undici serie diverse, in funzione del coefficiente di temperatura. Esternamente sono rivestiti da una speciale lacca di color grigio, mentre il coefficienre di temperatura è indicato ad una estremità da *uno o due punti colorati* (questo è il tema principale del suo quesito). Ecco le diverse serie per le quali indichiamo il valore del coefficiente di temperatura C/C ed il colore del punto o dei punti. P100 (+ 100 × 10^{-6}) rosso-violetto. P033 (+ 33 × 10^{-6}) verde-blu. NP 0 (± 0 × 10^{-6}) nero. N 033 (— 33 × 10^{-6}) bruno. N 047 (— 47 × 10^{-6}) bleu-rosso. N 075 (— 75 × 10^{-6}) rosso. N 150 (— 150 × 10^{-6}) arancio. N 220 (— 220 × 10^{-6}) giallo. N 330 (— 330 × 10^{-6}) verde. N 470 (— 470 × 10^{-6}) bleu. N 750 (— 750 × 10^{-6}) violetto.

La lettera *A* indica una tolleranza della capacità del 10 %. La lettera *B* del 5 %. La lettera *C* del 2 %. La lettera *D* dell'1 %. La temperatura ammissibile può variare da — 40 a + 85 °C. La minima resistenza di isolamento a 20° è di 50.000 MΩ. La tensione massima, a 85°, di 500 V. La saldatura deve essere effettuata almeno a 5 mm dal tubo ceramico con temperatura non superiore ai 250°.

Condensatori ceramici tubolari di classe IB (fig. 1). Possono essere usati in qualsiasi circuito dove siano richieste basse perdite ed alta stabilità, e dove non sia necessario osservare uno stretto limite di tolleranza del coefficiente di temperatura. Essi perciò hanno un coefficiente di temperatura inferiore ai tipi di classe IA ma sono ottimi per i comuni impieghi nei circuiti radio e TV. Essi sono rivestiti esternamente da uno speciale strato di lacca grigia Il coefficiente di temperatura è indicato *da un solo punto colorato*, secondo il codice che riportiamo. Sono costruiti per capacità comprese fra 0,8 e 820 pF, in tre tipi diversi.

Serie NP 0 (tolleranza del coefficiente di temperatura fino a 3 pF — 40 + 120 oltre ± 40) punto nero. N 150 (t.c.t. fino a 16 pF — 40 + 60 oltre ± 40) punto arancione. N 750 (t.c.t. fino a 1,3 pF — 120 + 250 oltre ± 120) punto viola. Tolleranze sulla capacità. Lettera *A* ± 10 %. Lettera *B* ± 5 %. Lettera *C* ± 2 %. Lettera *D* ± 1 %. Lettera *L* ± 0,5 pF. Caratteristiche di isolamento, e tensione saldatura come i tipi precedenti. Per un secondo può essere applicata una tensione di prova di 1500 V.

Condensatori ceramici classe II (fig. 2). Questi condensatori ceramici sono denominati Pin-up ed il loro uso come « by-pass » può essere esteso a tutti i circuiti radio e TV. Hanno la caratteristica di presentare una elevata resistenza di isolamento ed una bassa autoinduttanza ed essendo possibile il loro fissaggio in posizione verticale occupano un'area molto ridotta. Il valore capacitativo del condensatore in questo caso può essere facilmente rilevato grazie all'applicazione del solido codice a colori secondo le norme I.E.C. Colori che sono riportati in quattro fascie contigue che avvolgono il corpo del condensatore stesso. Sono costruiti per capacità comprese fra 1,5 e 10.000 pF, con tolleranza del ± 20 = o del — 25 + 50 %, salvo nei valori inferiori ai 10 pF dove la tolleranza è di + 0,5 o ± 1 pF. La temperatura ambiente può variare da — 40 a + 85 °C. Il coefficiente di temperatura fino a 39° (— 370 ± 500) × 10^{-6}. Per valori di capacità superiori varia dal 25 % al 40 %.

(*P. Soati*)

Manuale di elettrotecnica relativo la corrente continua e la corrente alternata

0222 – *P. Faccin – Vicenza.*

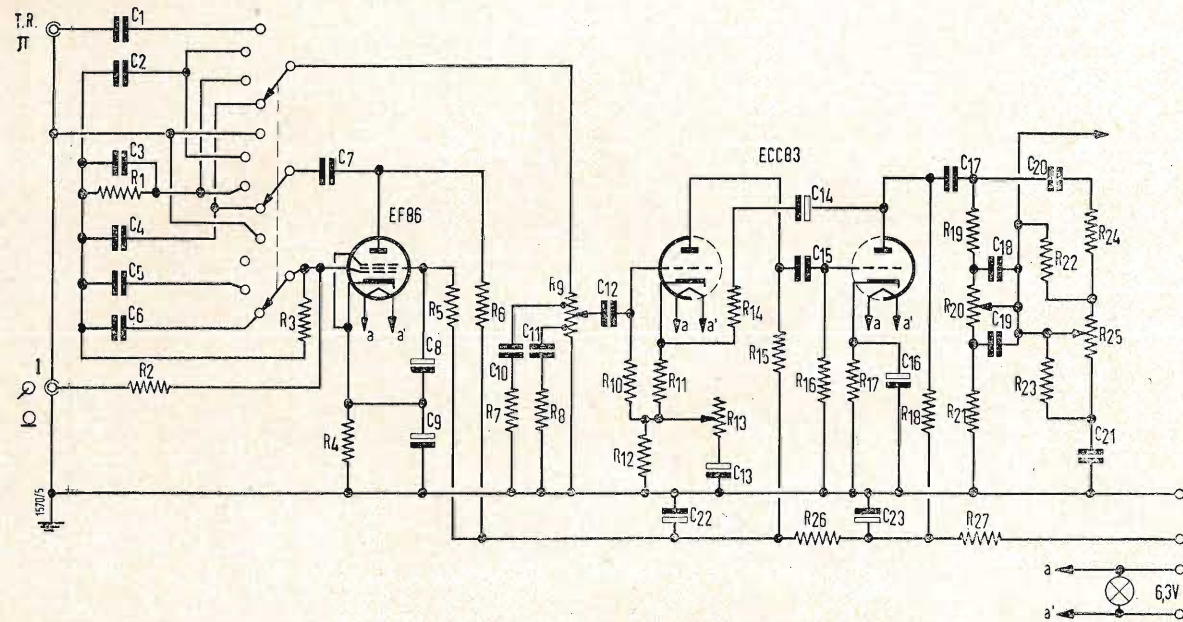
Un tipo di manuale nella quale l'elettrotecnica è trattata in modo chiaro e semplice, come da lei desiderato, e soprattutto senza lacune, è quello dell'Ing. Pietro Enrico Cesari, preside dell'Istituto tecnico industriale di Padova. Nel primo volume intitolato *Elettrotecnica pratica* è trattata la corrente continua, nel secondo la corrente alternata. Può richiederlo, a mio nome, alla casa editrice di Giuseppe Cesari, Ascoli Piceno.

(*P. Soati*)

A proposito dell'amplificatore Philips privo di trasformatore di uscita di cui al numero 6 di l'antenna 1960. Schema di preamplificatore equalizzatore

0223 – *C. Streva – Palermo.*

Per quanto si riferisce alla doppia impedenza, avente impedenza di 60H per sezione, di cui allo schema di pag. 283 del numero 6 di *l'antenna*, può procurarsela direttamente dalla Philips facendo riferimento al tipo di amplificatore nel quale deve essere usata. Come amplificatore-equalizzatore può realizzare quello di cui è stata fatta la descrizione a pag. 334 del n° 7 di *l'antenna*. Un altro ottimo schema di amplificatore-equalizzatore è quello riportato nella figura 1. Nello stesso si fa uso di due valvole e precisamente un pentodo EF86 a basso rumore, ed il doppio triodo ad elevato mu ECC83. La prima valvola incorpora fra l'altro un circuito a controreazione selettiva, che permette di ottenere tre caratteristiche di equalizzazione diverse, naturalmente tramite un adatto commutatore a tre vie quattro posizioni. In posizione 1, l'amplificatore è disposto per l'equalizzazione dei dischi microsolco secondo le norme RIAA/AES. Nella posizione 2 è prevista la equalizzazione dei dischi Decca ffrr. Nella posizione 3 si ottiene l'equalizzazione dei dischi a 78 giri di vecchia costruzione la cui caratteristica ha una attenuazione di circa 5 dB per ottava, alle frequenze inferiori ai 500 Hz. Nella posizione 4 il pentodo EF86 viene escluso mentre si include il secondo canale di ingresso TR 11 che deve essere usato per col-

legarvi un sintonizzatore AM/FM, fonorivelatori a cristallo o per l'ascolto di nastri registrati. In parallelo alla R_{12} si trova il potenziometro per la regolazione del volume R_{13}, collegato in serie ad un condensatore elettrolitico. Esso deve essere regolato una volta per sempre. Il potenziometro per la regolazione manuale del volume R_9, presenta una resistenza complessiva di 1 MΩ con prese intermedie di 0,1 e 0,2 MΩ rispetto alla massa. Queste due prese fanno capo alla massa tramite due filtri passa alto (C_{11}-R_8 e C_{10}-R_7) ed offre il vantaggio di avere le frequenze basse meno attenuate delle frequenze medie, quando R_9 è regolato per un basso volume. La curva relativa all'aumento dei livelli dei bassi e degli alti, ha un andamento contrario a quello della curva di sensibilità dell'orecchio umano. Riassumendo il volume medio sonoro si regola una volta per tutte con R_{13}, mentre il volume si regola con R_9 ,tenendo presente che ai bassi livelli non vi è più bisogno di ritoccare i regolatori di tono.

Il valore della controreazione nel circuito della ECC83 è di 38 dB, quello del circuito anodico della EF86 di 29 dB circa.

Valore dei componenti: C_1 = 22000 pF; C_2 = 470 pF; C_3 = 330 pF; C_4 = 330 pF; C_5 = 100 pF; C_6 = 120 pF; C_7 = 10000 pF; C_8 = 8 μF; C_9 = 100 μF, 3V; C_{10} = 5600 pF; C_{11} = 33000 pF; C_{12} = 0,1 μF; 125 V; C_{13} = 10 μF, 70 V; C_{14} = 8 μF, 300 V; C_{15} = 10000 pF; C_{16} = 100 μF, 3 V; C_{17} = 0,1 μF, 400 V; C_{18} = 4700 pF; C_{19} = 22000 pF; C_{20} = 390 pF; C_{21} = 4700 pF; C_{22}, C_{23} = 2 × 16 μF, 300 V.

R_1 = 8,2 MΩ 10 % 1/4 W; R_2 = 68000 Ω, 10 % 1/4 W; R_3 = 680000 Ω, 10 %, 1/4 W; R_4 = 2200 Ω, 10 %, 1/4 W; R_5 = 390000 Ω alta stabilità, 1/2 W; R_6 = 100.000 Ω alta stabilità, 1/2 W; R_7 = 47000Ω, 10 %, 1/4 W; R_8=10000Ω, 10 %, 1/4 W; R_9 =800 + 100 + 100 kΩ potenz. logaritmo; R_{10} = 1 MΩ; R_{11} = 2200 Ω, 10 %, 1/2 W; R_{12} = 33000, 10 %, 1/2 W; R_{13} = 100000Ω pot. lineare; R_{14} = 120000 Ω, 10 %, 1/4 W; R_{15} = 220000, 10 %, 1/2 W; R_{16} = 1 MΩ, 10 %, 1/4 W; R_{17} = 1000 Ω, 10 %, 1/2 W; R_{18} = 100000 Ω, 10 %, 1/2 W; R_{19} = 100000 Ω, 10 %, 1/4 W; R_{20} = 1 MΩ pot logar.; R_{21} = 22000 Ω, 10 %, 1/4 W R_{22} = 470000 Ω; R_{23} = 100000 Ω, 10 %, 1/4 W; R_{24} = 10000 Ω, 10 %, 1/4 W; R_{25} = 1 MΩ logar.

(*P. Soati*)

Il fisco e la radio - televisione

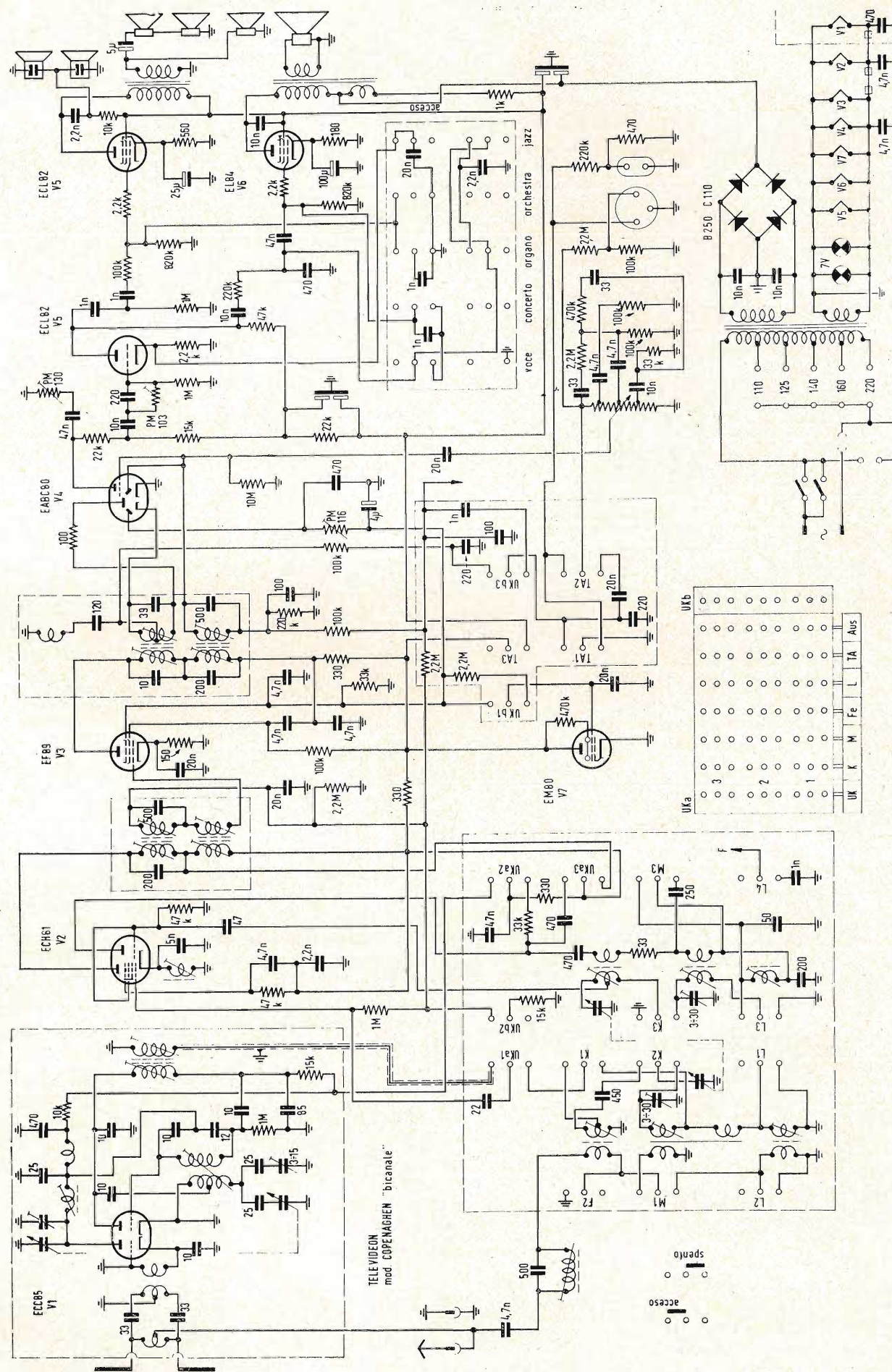
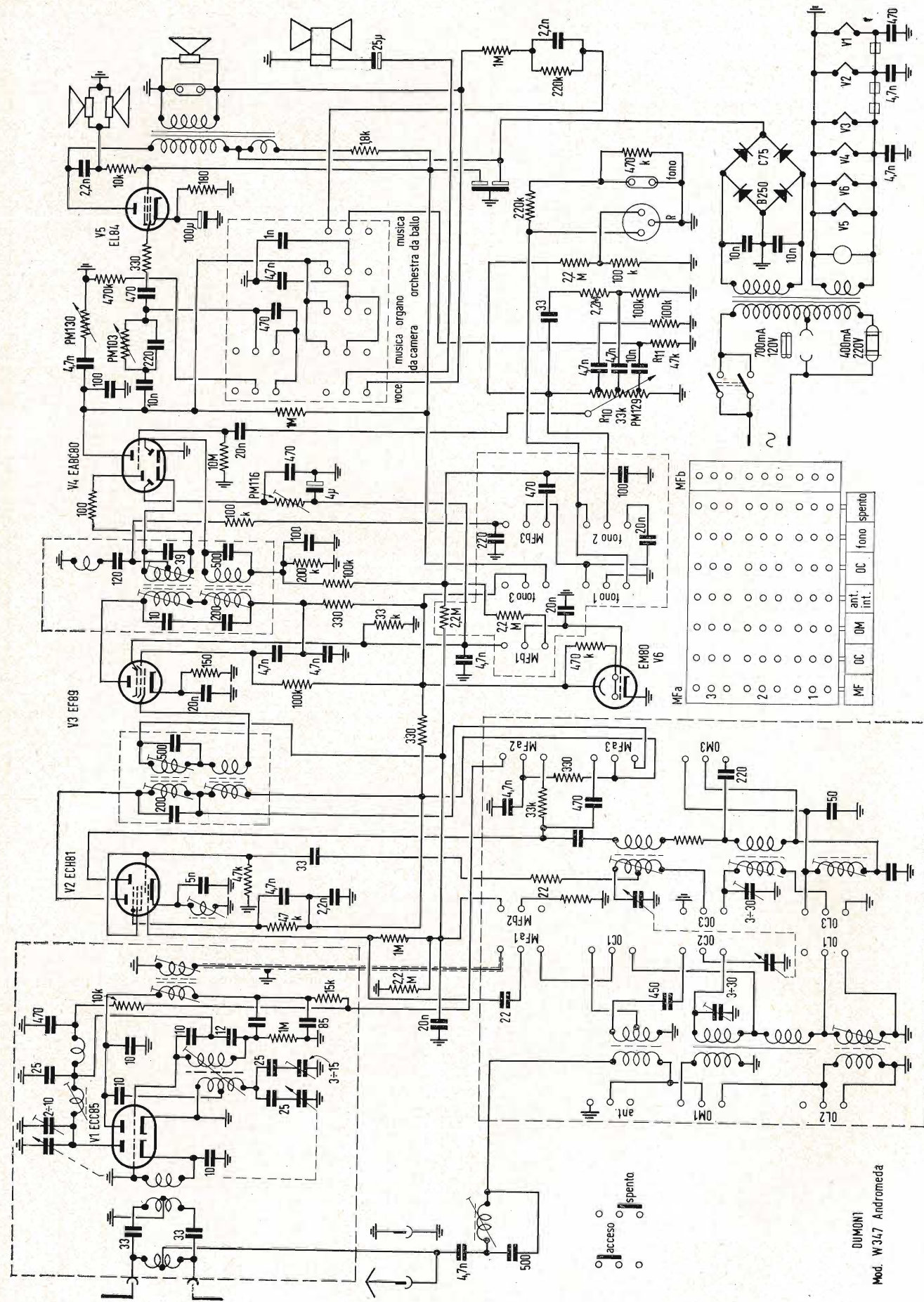
(segue da pag. 529)

La Radio e la Televisione svolgono in Italia una funzione altamente democratica di collegamenti sociali ed informativi oltre che sostitutiva di altri generi di spettacolo sia ricreativo che inteso come istruzione e formazione culturale del pubblico meno abbiente che non può permettersi di accostare altri mezzi più onerosi o di più difficile accesso.

Un mezzo così popolare dovrebbe essere trattato dal fisco con comprensione e facilitazione: viceversa neppure le pellicce ed i gioielli sono assoggettati ad un carico tributario tanto oneroso. Infatti se nei settori "pellicce e gioielli" l'IGE ammonta all'8,30%, non si comprende come mai la radio e la televisione possano essere tassate sommando l'IGE e le tasse radiofoniche, al 9,49%. E si vorrebbe anche portarle, come si è visto, all'11,14%!!

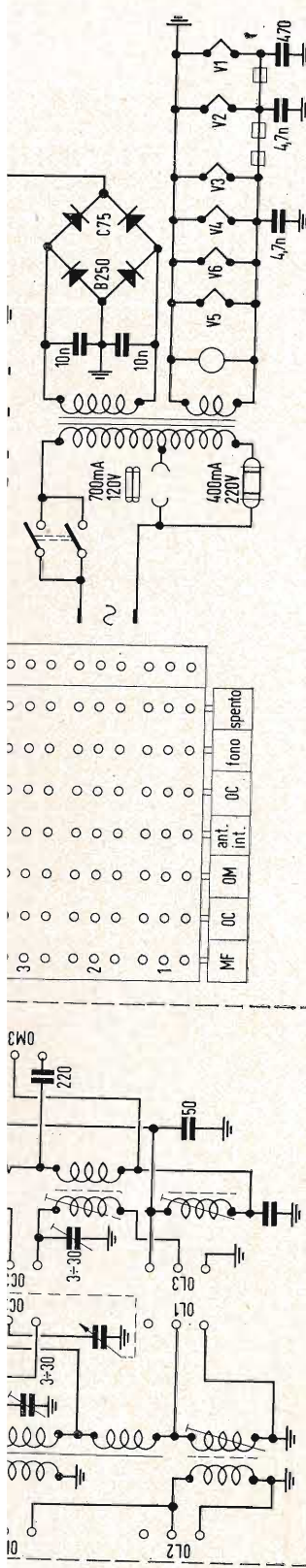
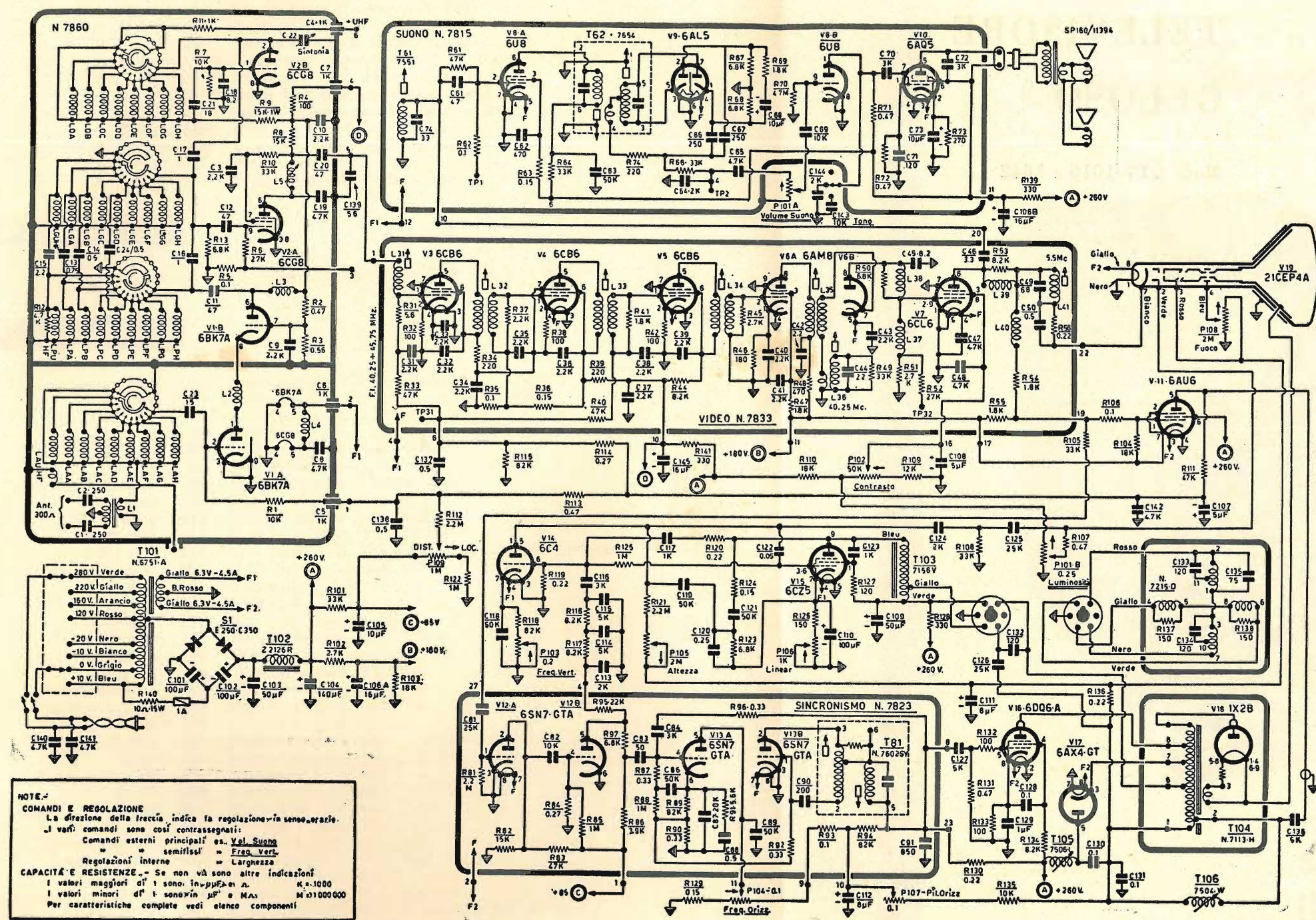
Ecco l'assurdo dell'attuale pesante situazione fiscale che impedisce una tanto auspicata riduzione dei prezzi dei televisori.

Tale riduzione di prezzi unitamente ad una ulteriore riduzione del canone d'abbonamento (a 10.000 lire ad esempio), porterebbe sicuramente ad un notevole incremento del numero dei telespettatori con evidente vantaggio dell'industria e del commercio Radio-TV.

Soprattutto se l'Autorità competente non dimenticasse che l'apparecchio radio e televisivo non è un gioiello, ma bensì l'informatore ed il teatro del popolo.

Schema elettrico del radioricevitore AM-FM - Televideon, mod. Copenaghen «bicanale»

Schema elettrico del radioricevitore AM - MF - DuMont, mod. W 347 Andromeda

Schema

TELEVISORE GELOSO

Mod. GTV 1016 e 1042

Schema elettrico del radioricevitore AM - MF - DuMont, mod. W 347 Andromeda

NOTE.-

COMANDI E REGOLAZIONE

La direzione della freccia indica la regolazione in senso orario.

I vari comandi sono così contrassegnati:

Comandi esterni principali es. Vol. Suono

» » semifissi » Freq. Vert.

Regolazioni interne » Larghezza

CAPACITÀ E RESISTENZE. - Se non vi sono altre indicazioni

I valori maggiori di 1 sono in μμF e in Ω. K = 1000

I valori minori di 1 sono in μF e MΩ. M = 1000000

Per caratteristiche complete vedi elenco componenti

Nei Televisori GTV 1016 successivi al numero di matricola 75.088 sono state apportate le seguenti modifiche:

— La sezione sincronismi N. 7823 è stata sostituita dalla N. 7823-A (nella quale: R92=0,27; R93=0,22).

— La R130=0,15. — Il trasformatore d'uscita orizzontale è del tipo N. 7115-H. — Il C135=91.

Schema elettrico del ricevitore TV - GELOSO, mod. GTV 1016 e 1042

l'antenna TV Indice della XXXII annata

a colloquio coi lettori

archivio schemi

nel mondo della TV

nel mondo della TV (segue)

notiziario industriale

pubblicazioni ricevute

radio servizio

rassegna della stampa

rassegna della stampa (segue)

segnalazioni brevetti

servizio TV

sulle onde della radio

tecnica e circuiti

tubi e transistori

Astars di ENZO NICOLA

TELEVISORI DI PRODUZIONE PROPRIA
e delle migliori marche nazionali e estere

SERVIZIO TECNICO ED ASSISTENZA:
Geloso - Radiomarelli - Telefunken
RAPPRESENTANZE con deposito:
IREL *Altoparlanti* - **ICAR** *Condensatori*

Vernieri isolati in ceramica per tutte le applicazioni. Parti staccate per televisione - MF - UHF - trasmettitori - Controlli elettronici - Automazionismi industriali ecc.

ASTARS Via Barbaroux, 9 - TORINO tel. 519.974 tel. 519.507

Questo è il rasoio elettrico che attendevate

Il Rasoio Moderno per l'Uomo Moderno

Organizzazione "FAMULUS" Dott. DALL'OLIO - FIRENZE VIA VENEZIA, 10

TERZAGO TRANCIATURA S.p.A.
Milano - Via Taormina 28 - Via Cufra 23 - Tel. 606020 - 600191 - 606620

LAMELLE PER TRASFORMATORI DI QUALSIASI POTENZA E TIPO - CALOTTE E SERRAPACCHI PER TRASFORMATORI - LAVORI DI IMBOTTITURA

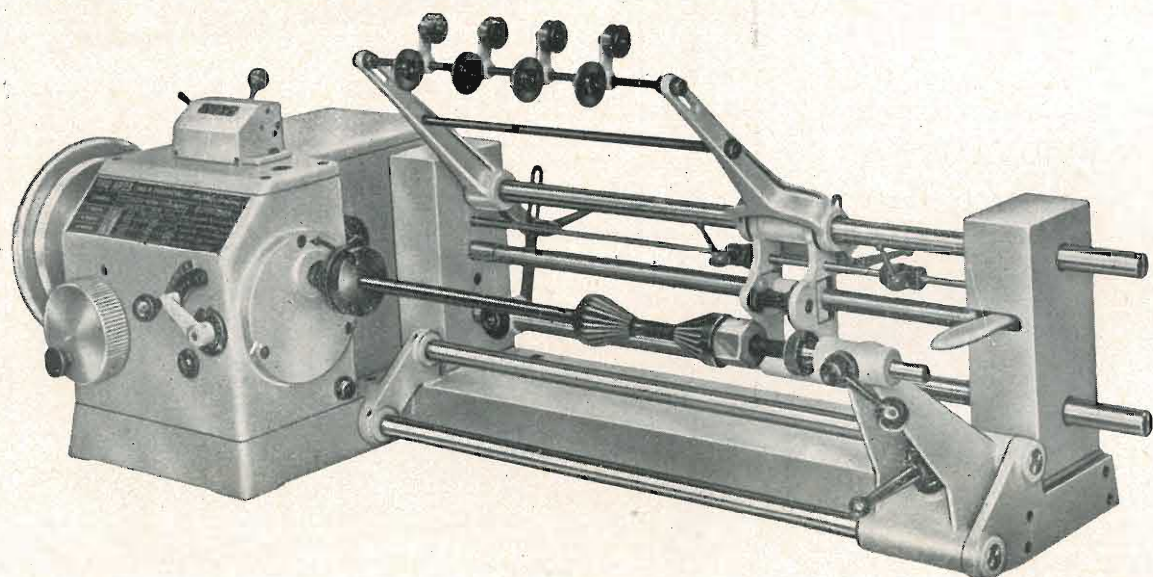
La Società è attrezzata con macchinario modernissimo per lavorazioni speciali e di grande serie

Gargaradio
R. GARGATAGLI
Via Palestrina, 40 - Milano - Tel. 270.888

Bobinatrici per avvolgimenti lineari e a nido d'ape

Ing. R. PARAVICINI S.R.L.

MILANO
Via Nerino, 8
Telefono 803.426

BOBINATRICI PER INDUSTRIA ELETTRICA

TIPO AP23M

Tipo MP2A
Automatica a spire parallele per fili da 0,06 a 1,40 mm.

Tipo AP23
Automatica a spire parallele per fili da 0,06 a 2 mm., oppure da 0,09 a 3 mm.

Tipo AP23M
Per bobinaggi multipli.

Tipo PV4
Automatica a spire parallele per fili fino a 4,5 mm.

Tipo PV7
Automatica a spire incrociate. Altissima precisione. Differenza rapporti fino a 0,0003.

Tipo AP9
Automatica a spire incrociate.

Automatismi per arresto a fine corsa ed a sequenze prestabilite.

Tipo P1
Semplice con riduttore.

Portarocche per fili ultracapillari (0,015) medi e grossi.

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprieta Ed. IL ROSTRO
CONCESSIONARIA PER DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - Via Conservatorio, 24 - MILANO - Tip. Edizioni Tecniche - Via Baldo degli Ubaldi, 6

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

Gruppi di A. F.

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

NATIONAL - Ing. CONSOLARO - Milano
Via Prestinari, 1 - Tel. 370.544

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71 - Tel. 720.175 - 720.736

SIEMENS - ELETTRA S.p.A. - Milano
Via F. Filzi, 29 - Tel. 69.92

Valvole e tubi catodici

FIVRE - Milano
Via Guastalla, 2 - Tel. 700.335

ITER - Milano
Via Visconte di Modrone 36 - Tel. 700.131 - 780.388

MARCONI ITALIANA - Genova
Via Corsica, 21 - Tel. 589.941

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

TELEFUNKEN - Milano
Piazzale Bacone, 3 - Tel. 278.556

Apparecchiature di alta fedeltà

AUDIO - Torino
Via Goffredo Casalis, 41 - Tel. 761.133

IMCARADIO - Milano
Corso Venezia, 36 - Tel. 701.423

ITALVIDEO - Corsico
Via Cavour, 38 - Tel. 83.91.418

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

MAGNETI MARELLI - Milano
Organizz. Gen. Vendita Soc. SERT
Via Gaffurio, 4 - Milano
Tel. 222.300 - 278.110

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

PRODEL - Milano
Via Monfalcone, 12
Tel. 213.770 - 283.651

Bobinatrici

GARGARADIO - Milano
Via Palestrina, 40 - Tel. 270.888

GIACOM & MACCIONE - Milano
Corso Vercelli, 51 - Tel. 411.628

PARAVICINI - Milano
Via Nerino, 8 - Tel. 803.426

Registratori

AUDIO - Torino
Via Goffredo Casalis, 41 - Tel. 761.133

CASTELFRANCHI - Milano
Via Petrella, 6 - Tel. 211.051

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

INCIS dei f.lli SEREGNA - Saronno
Uff. Gen. Vendita - Milano
Via Gaffurio, 4 - Tel. 222.300 - 278.110

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

MINIFON - Milano
Agente Gen. per l'Italia:
Miedico Alfredo
Via P. Castaldi, 8 - Tel. 637.197

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

SIEMENS - ELETTRA S.p.A. - Milano
Via F. Filzi, 29 - Tel. 69.92

Gioghi di deflessione trasformatori di riga E.A.T. trasformatori

ARCO - Firenze
Piazza Savonarola, 10 - Tel. 573.891 573.892

LARE - Milano
Via Marazzani, 8 - Tel. 240.469
Laboratorio avvolgimenti radio elettrici

TRASFORMATORI TORNAGHI
Milano
Via Montevideo, 8 - Tel. 845.903

NATIONAL - Ing. CONSOLARO ■ Milano
Via Prestinari, 1 - Tel. 370.544

PHILIPS ■ Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

SAREA ■ Milano
Via S. Rosa, 14 - Tel. 390.903

Giradischi - amplificatori altoparlanti e microfoni

AUDIO - Torino
Via Goffredo Casalis, 41 - Tel. 761.133
Amplificatori Marantz, Acoustic Research

GARIS ■ Milano
Via Tito Livio, 15 - Tel. 553.909
Giradischi - Fonovalige

ITALVIDEO ■ Corsico (Milano)
Via Cavour, 38 - Tel. 83.91.418
Giradischi, amplificatori

LESA ■ Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342
Giradischi, altoparlanti, amplificatori

MAGNETI MARELLI ■ Milano
Organizz. Gen. Vendita: Soc. SERT
Via Gaffurio, 4 - Milano
Tel. 220.300 - 278.110
Microfoni - Amplificatori - Altoparlanti

PHILIPS ■ Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Giradischi

PRODEL ■ Milano
Via Monfalcone, 12 - T. 283.651 - 283.770
Amplificatori

SIEMENS - ELETTRA S.p.A. - Milano
Via F. Filzi, 29 - Tel. 69.92

Potenziometri

GELOSO ■ Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

LESA ■ Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

LIAR ■ Milano
Via B. Verro, 8 - Tel. 84.93.816

MIAL ■ Milano
Via Fortezza, 11 - Tel. 25.71.631/2/3/4
Potenziometri a grafite

PHILIPS ■ Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

Antenne

AUTOVOX ■ Roma
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091

IARE ■ Torino
Tel. 690.377
Uff.: Corso Moncalieri, 223
Officina: Strada del Salino, 2
Antenne, amplificatori, accessori TV

I.O.M.M.S.A. S.p.A. - Milano
Brevetti « TELEPOWER »
P.zza S. Maria Beltrade, 1 - T. 898.750

NAPOLI ■ Milano
Viale Umbria, 80 - Tel. 573.049

OFFICINE ELETTROMECCANICHE ■ LUGO (Ravenna)
BREVETTI « UNICH »
Uff. Gen. Vendita: Milano - Via Gaffurio, 4
Tel. 222.300 - 278.110

SIEMENS - ELETTRA S.p.A. - Milano
Via F. Filzi, 29 - Tel. 69.92

Condensatori

DUCATI - ELETTROTECNICA S.p.a. ■ Bologna
Tel. 491.701 - Casella Postale 588

GELOSO ■ Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

MIAL ■ Milano
Via Fortezza, 11 - Tel. 25.71.631/2/3/4
Condensatori a mica, ceramici e in polistirolo

MICROFARAD ■ Milano
Via Derganino, 18/20 - Tel. 37.52.17 - 37.01.14

PHILIPS ■ Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

FROCOND Faè di Longarone (Belluno)
Tel. 14 - Longarone

SIEMENS - ELETTRA S.p.A. - Milano
Via F. Filzi, 29 - Tel. 69.92

Stabilizzatori di tensione

CITE di O. CIMAROSTI ■ S. Margh. Ligure
Via Dogali, 50

GELOSO ■ Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

LARE ■ Milano
Via Marazzani, 8 - Tel. 240.469
Laboratorio avvolgimenti radio elettrici

KURTIS ■ Milano
V.le Rim. di Lambrate, 7 - T. 293.529/315

STARET ■ Milano
di Ing. E. PONTREMOLI & C.
Via Cola di Rienzo, 35 - Tel. 425.757

Rappresentanze estere

AUDIO - Torino
Via Goffredo Casalis, 41 - Tel. 761.133
Audio Devices, nastri magnetici, dischi vergini, Scully, macchine per incidere dischi

CIFTE
Via Beatrice d'Este, 35 - Tel. 540.806 - Milano
Via Provana, 7 - Tel. 82.366 - Torino
Cinescopi, transistori, valvole

ELECTRONIA ■ Bolzano
Via Portici, 2
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

EXHIBO ITALIANA ■ Milano
Via General Fara 39 - Tel. 667068 - 667832
AVO - N.S.F. - Sennheiser - Neuberger, ecc.

GALLETTI R. ■ Milano
Corso Italia, 35 - Tel. 84.80.580
Soluzioni acriliche per TV

Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI ■ Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3
Strumenti di misura
Agenti per l'Italia delle Ditte: Weston - General Radio - Sangano Electric - Evershed Co. - Vignoles - Tinsley Co.

IMEXTRA - Milano
Via Ugo Bassi, 18 - Tel. 600.253
« Synflex » - Fili smaltati capillari (dal 0,015 a 2 mm) di perfetta uniformità, anche ricoperti con seta, LITZ; Fili saldabili e fili autocementanti.
« Hawe » - COSTANTANA e NI-CR in fili e piattine, lucidi o smaltati o ricoperti in seta.

PASINI e ROSSI
Via SS. Giacomo e Filippo, 31 r - Telefono 83.465 - Genova
Via Recanati, 4 - Tel. 278.855 - Milano
Altoparlanti, strumenti di misura

SILVESTAR ■ Milano
Via Visconti di Modrone, 21 - Tel. 792.791
Rapp. RCA

SIPREL ■ Milano
Via F.lli Gabba, - Tel. 861.096/7
Complessi cambiadischi Garraro, valigie grammofoniche Supravox

VIANELLO ■ Milano
Via L. Anelli, 13 - Tel. 553.081
Agente esclusivo per l'Italia della Hewlett-Packard co.
Strumenti di misura, ecc.

Strumenti di misura

BELOTTI ■ Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051-2-3

I.C.E. ■ Milano - Via Rutilia, 19/18 - Telefono 531.554/5/6

INDEX ■ Sesto S. Giovanni
Via Boccaccio, 145 - Tel. 24.76.543
Ind. Costr. Strumenti Elettrici

MEGA ELETTRONICA ■ Milano - Via Orombelli, 4 - Telef. 296.103
Analizzatori, oscillatori, modulatori, voltmetri elettronici, generatori di segnali TV, oscilloscopi e analizzatori di segnali TV

PHILIPS ■ Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

SIAE ■ Milano
Via Natale Battaglia, 12 - Tel. 287.145

SIEMENS - ELETTRA S.p.A. - Milano
Via F. Filzi, 29 - Tel. 69.92

TES ■ Milano
Via Moscova, 40-7 - Tel. 667.326

UNA ■ Milano
Via Cola di Rienzo, 53 a - Tel. 474.060

VORAX-RADIO ■ Milano
Viale Piave, 14 - Tel. 793.505

Accessori e parti staccate per radio e TV

BALLOR rag. ETTORE ■ Torino - Via Saluzzo, 11 - Telef. 651.148 - 60.038
Parti staccate, valvole, tubi, scatole montaggio TV

ENERGO ■ Milano
Via Carnia, 30 - Tel. 287.166
Filo autosaldante

FANELLI ■ Milano
Via Mecenate, 84-9 - Tel. 710.012
Fili isolati in seta

FAREF ■ Milano
Via Volta, 9 - Tel. 666.056

GALBIATI ■ Milano
Via Lazzaretto, 17 - Tel. 652.097 - 664.147

GALLETTI ■ Milano
Corso Italia, 35 - Tel. 84.80.580

ISOLA ■ Milano - Via Palestro, 4 - Telefono 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LESA ■ Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

LIAR ■ Milano
Via Bernardino Verro, 8 - Tel. 84.93.816
Prese, spine speciali, zoccoli per tubi 110

MARCUCCI ■ Milano
Via F.lli Bronzetti, 37 - Tel. 733.774

MELCHIONI ■ Milano
Via Friuli, 16 - Tel. 585.893

MOLINARI ALESSANDRO ■ Milano
Via Catalani, 75 - Tel. 24.01.80
Fusibili per radiotelevisione

PHILIPS ■ Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

RADIO ARGENTINA ■ Roma
Via Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989

RES ■ Milano
Via Magellano, 6 - Tel. 696.894
Nuclei ferromagnetici

SIEMENS - ELETTRA S.p.A. - Milano
Via F. Filzi, 29 - Tel. 69.92

SINTOLVOX s.r.l. ■ Milano
Via Privata Asti, 12 - Tel. 462.237
Apparecchi radio televisivi, parti staccate

SUVAL ■ Milano
Via Pezza, 47 - Tel. 487.727
Fabbrica di supporti per valvole radiofoniche

TASSINARI ■ Gorla (Milano)
Via Priv. Oristano, 9 - Tel. 25.71.073
Lamelle per trasformatori

TERZAGO TRANCIATURE s.p.a. ■ Milano
Via Cufra, 23 - Tel. 606.020
Lamelle per trasformatori per qualsiasi potenza e tipo

VORAX RADIO ■ Milano
Viale Piave, 14 - Tel. 793.505

Radio Televisione Radiogrammofoni

AUTOVOX ■ Roma
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091
Televisori, Radio, Autoradio

DU MONT - Milano
Via Montebello, 27 - Tel. 652646/7/8
Televisori

GELOSO ■ Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

IMCARADIO ■ Milano
Corso Venezia, 36 - Tel. 701.423
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

INCAR ■ Vercelli
Via Palazzo di Città, 5
Televisori, Radio

ITALVIDEO ■ Corsico (Milano)
Via Cavour, 38 - Tel. 83.91.418
Televisori

ITELECTRA ■ Milano
Via Teodosio, 96 - Tel. 287.028
Televisori, Radio

LA SINFONICA ■ Milano
Via S. Lucia, 2 - Tel. 84.82.020
Televisori, Radio

NOVA ■ Milano
Piazza Princ. Clotilde, 2 - Tel. 664.938
Televisori, Radio

PHILIPS ■ Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

PRANDONI DARIO ■ Treviglio
Via Monte Grappa, 14 - Tel. 30.66/67
Produttrice degli apparecchi Radio TV serie Trans Continents Radio e Nuclear Radio Corporation

PRODEL ■ Milano
Via Monfalcone, 12
Tel. 283.651 - 283.770

RAYMOND ■ Milano
Via R. Franchetti, 4 - Tel. 635.255
Televisori, Radio

SIEMENS - ELETTRA S.p.A. - Milano
Via F. Filzi, 29 - Tel. 69.92
Televisori, Radio e Radiogrammofoni

SINUDYNE - S.E.I. ■ Ozzano Em. (Bologna)
Tel. 891.101
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

TELEFUNKEN ■ Milano
P.zza Bacone, 3 - Tel. 278.556
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

TELEVIDEON ■ Milano
Viale Zara, 13 - Tel. 680.442
Televisori, Radio e Radiogrammofoni

UNDA RADIO ■ Milano
Via Mercalli, 9 - Tel. 553.694
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

VAR RADIO ■ Milano
Via Solari, 2 - Tel. 483.935
Radio, Radiogrammofoni

VEGA RADIO TELEVISIONE ■ Milano
Via Pordenone 8 - Tel. 23.60.241/2/3/4/5
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

WATT RADIO ■ Torino
Via Le Chiuse, 61
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

Resistenze

CANDIANI Ing. E ■ Bergamo
Via S. Tomaso, 29 - Tel. 49.783

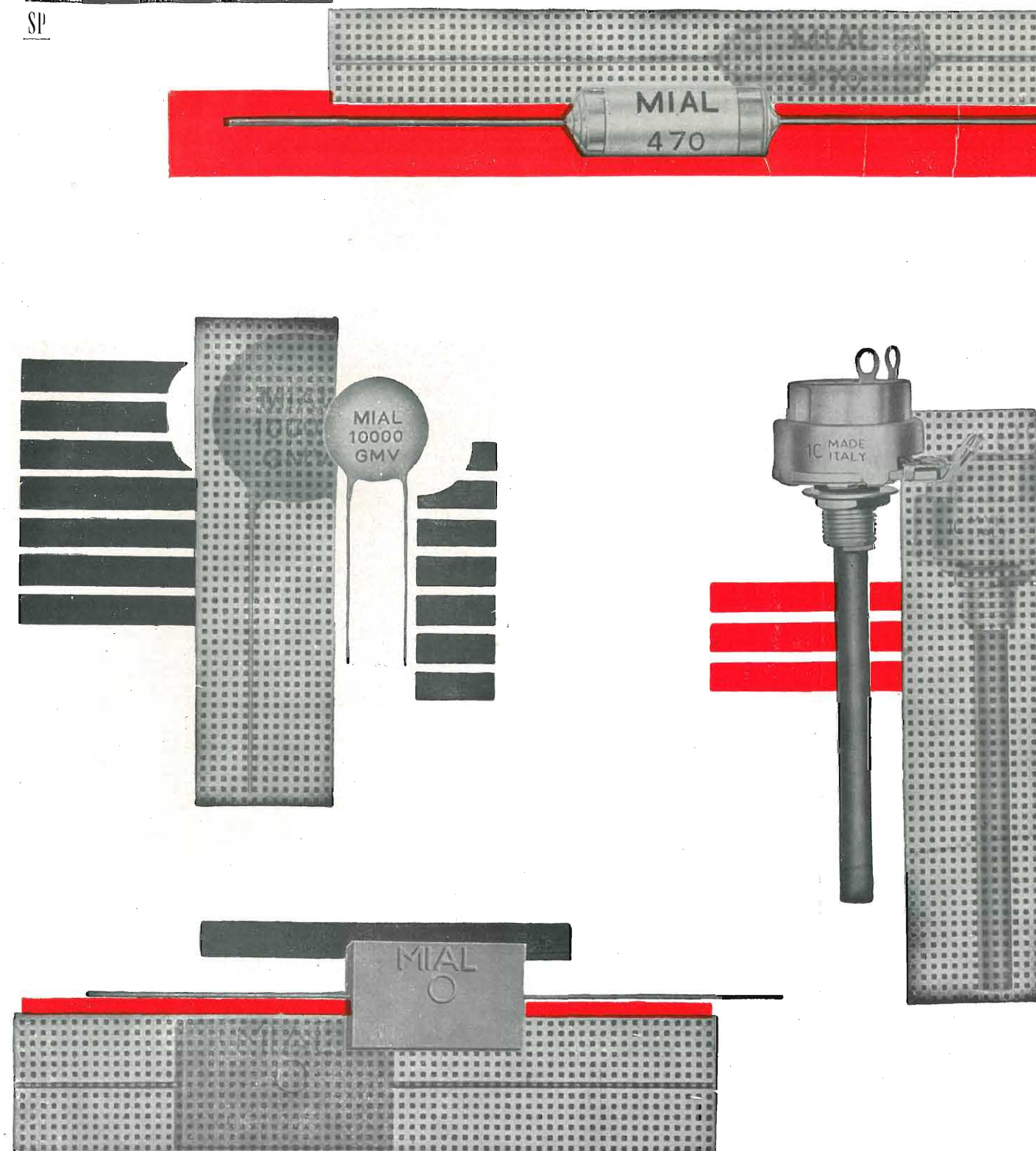
ELETTRONICA METAL-LUX ■ Milano
Viale Sarca, 94 - Tel. 64.24.128

S.E.C.I. ■ Milano
Via G. B. Grassi, 97 - Tel. 367.190

Gettoniere

NATIONAL - Ing. CONSOLARO ■ Milano
Via Prestinari, 1 - Tel. 370.544

Pubblichiamo dietro richiesta di molti dei nostri Lettori questa rubrica di indirizzi inerenti alle ditte di Componenti, Strumenti e Apparecchi Radio e TV.

Le Ditte che volessero includere il loro nominativo possono farne richiesta alla « Editrice Il Rostro » - Via Senato, 28 - Milano, che darà tutti i chiarimenti necessari.

Testers analizzatori capacimetri misuratori d'uscita

NUOVI MODELLI BREVETTATI 630-B (Sensibilità 5.000 Ω x Volt) e Mod. 680-B (Sensibilità 20 000 Ω x Volt) CON FREQUENZIMETRO!!

ATTENTI ALLE IMITAZIONI!!

ESIGETE SOLO I NUOVI MODELLI I.C.E. SENZA ALCUN COMMUTATORE E CON FREQUENZIMETRO!!

IL MODELLO 630-B presenta i seguenti requisiti:

- Altissime sensibilità sia in C. C. che in C. A. (5.000 OhmsxVolt)
- 30 portate differenti!
- ASSENZA DI COMMUTATORI sia rotanti che a leva!!! Sicurezza di precisione nelle letture ed **eliminazione totale di guasti dovuti a contatti imperfetti**
- FREQUENZIMETRO a 3 portate = 0/50; 0/500; 0/5000 Hz.
- CAPACIMETRO CON DOPPIA PORTATA e scala tarata direttamente in pF. Con letture dirette da 50 pF fino a 500.000 pF. Possibilità di prova anche dei condensatori di livellamento sia a carta che elettrolitici (da 1 a 100 μF).
- MISURATORE D'USCITA tarato sia in Volt come in dB con scala tracciata secondo il moderno standard internazionale: 0 db = 1 mW su 600 Ohms di impedenza costante.
- MISURE D'INTENSITÀ in 5 portate da 500 microampères fondo scala fino a 5 ampères.
- MISURE DI TENSIONE SIA IN C.C. CHE IN C.A. con possibilità di letture da 0,1 volt a 1000 volts in 5 portate differenti.
- OHMMETRO A 5 PORTATE (x 1 x 10 x 100 x 1000 x 10.000) per misure di basse, medie ed altissime resistenze (minimo 1 Ohm - MASSIMO 100 "cento" mègaohms!!-).
- Strumento anti urto con sospensioni elastiche e con ampia scala (mm. 90 x 80) di facile lettura.

Dimensioni mm. 96 x 140: Spessore massimo soli 38 mm. Ultrapiatto!!! Perfettamente tascabile - Peso grammi 500.

IL MODELLO 680-B è identico al precedente ma **ha la sensibilità in C.C. di 20.000 Ohms per Volt.** il numero delle portate è ridotto a 28; comprende però una portata diretta di 50 μA fondo scala.

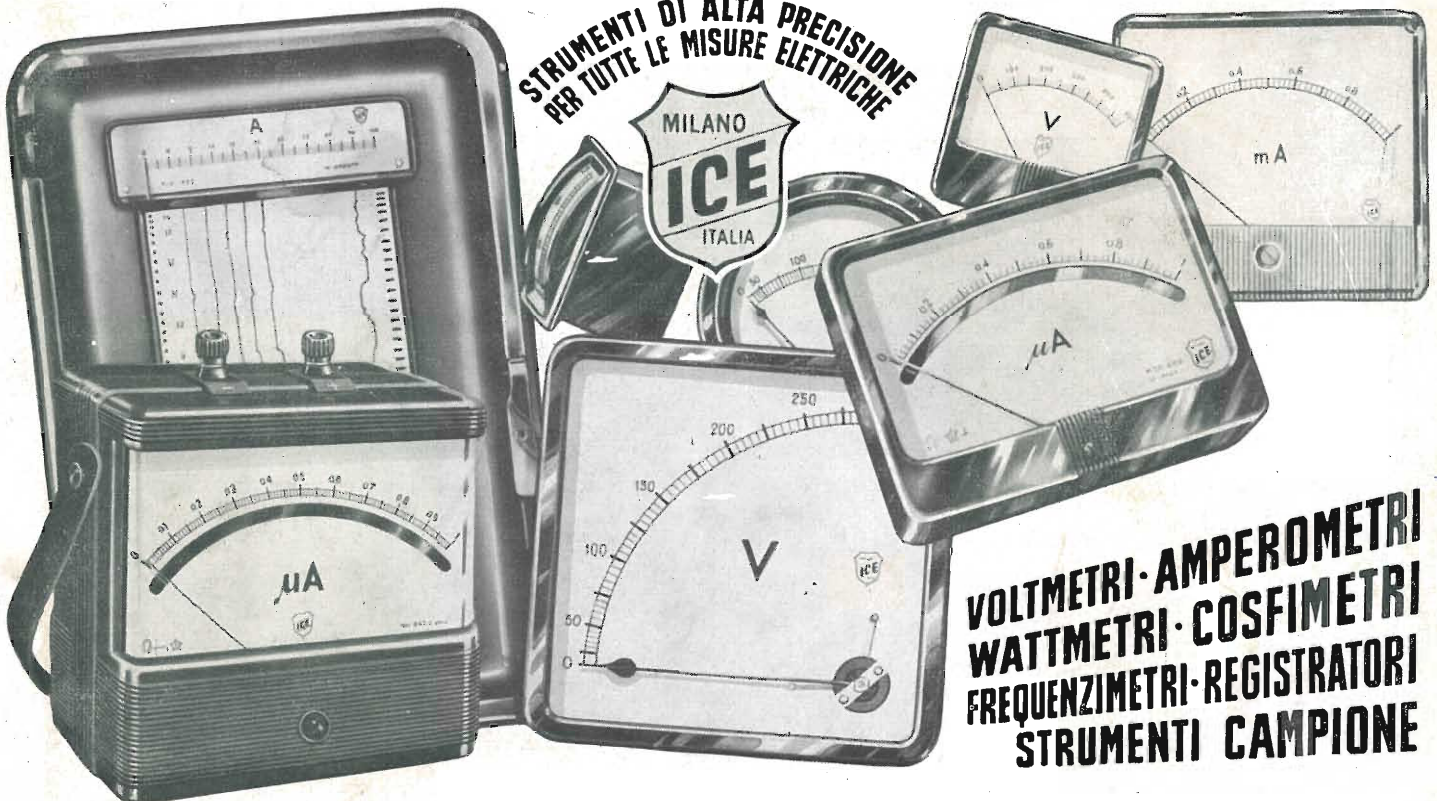
PREZZO propagandistico per radioriparatori e rivenditori:

Tester modello 630-B L. 8.860!!!

Tester modello 680-B L. 10.850!!!

Gli strumenti vengono forniti completi di puntali, manuale di istruzione e pila interna da 3 Volts franco ns. stabilimento. *A richiesta astuccio in vinilpelle* L. 480.

Volendo estendere le portate dei suddetti Tester Mod. 630 e 680 anche per le seguenti misure Amperometriche in corrente alternata 250 mA-c a.; 1 Amp-c.a.; 5 Amp-c.a.; 25 Amp-c.a.; 50 Amp-c.a.; 100 Amp c.a. richiedere il ns Trasformatore di corrente modello 168 del costo di sole L. 3980.

NUOVA SERIE BREVETTATA CON FREQUENZIMETRO!!

STRUMENTI DI ALTA PRECISIONE PER TUTTE LE MISURE ELETTRICHE

MILANO ICE ITALIA

VOLTMETRI - AMPEROMETRI
WATTMETRI - COSFIMETRI
FREQUENZIMETRI - REGISTRATORI
STRUMENTI CAMPIONE

INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE — MILANO - VIA RUTILIA 19/18
TELEFONI: 531.554/5/6
TELEGRAMMI: ICE - RUTILIA - MILANO